

**VŠB – Technická univerzita Ostrava**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**  
**Katedra telekomunikační techniky**

**Softwarově definované rádio na bázi USRP**

**Software Defined Radio Based on USRP**

**2014**

**Bc. Ladislav Máčalík**

VŠB - Technická univerzita Ostrava  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Katedra telekomunikační techniky

## Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Ladislav Máčalík**

Studijní program: N2647 Informační a komunikační technologie

Studijní obor: 2612T059 Mobilní technologie

Téma: **Softwarově definované rádio na bázi USRP**  
**Software Defined Radio Based on USRP**

Zásady pro vypracování:

1. Struktura digitálně modulovaného signálu na úrovni fyzické vrstvy
2. Prostředky generování digitálně modulovaných signálů a jejich srovnání
3. Prostředky analýzy digitálně modulovaných signálů a jejich srovnání
4. Návrh systému pro generování a analýzu digitálně modulovaných signálů na bázi USRP
5. Diskuse dosažených výsledků

Seznam doporučené odborné literatury:

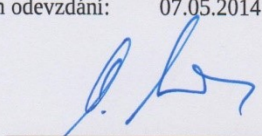
- [1] CLARK, Cory L. LabVIEW digital signal processing and digital communications. New York: McGraw-Hill, 2005. ISBN 00-714-6966-4
- [2] LINNARTZ, Tim Schenk and Jean-Paul. RF imperfections in high-rate wireless systems impact and digital compensation. Online-Ausg. Dordrecht: Springer, 2008. ISBN 978-140-2069-031.
- [3] HICKMAN, Ian. Practical radio-frequency handbook. 4th ed. Oxford: Newnes, 2007. ISBN 978-0-7506-8039-4.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

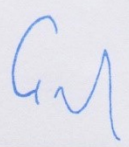
Vedoucí diplomové práce: **doc. Ing. Jan Žídek, CSc.**

Datum zadání: 01.09.2013

Datum odevzdání: 07.05.2014

  
doc. Ing. Miroslav Vozňák, Ph.D.  
vedoucí katedry



  
prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.  
děkan fakulty

## Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem veškeré literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě, dne 7. 5. 2014



.....  
Bc. Ladislav Máčalík

Souhlasím se zveřejněním této diplomové práce dle požadavků čl. 26, odst. 9 Studijního a zkušebního řádu pro studium v bakalářských/magisterských programech VŠB-TU Ostrava.

V Ostravě, dne 7. 5. 2014



.....  
Bc. Ladislav Máčalík

## **Poděkování**

Rád bych poděkovat panu doc. Ing. Janu Žídkovi, CSc. za vedení a konzultace této diplomové práce. Dále bych chtěl poděkovat panu Ing. Martinu Tomisovi za odborné rady, které vedly k úspěšnému dokončení praktické části této diplomové práce.

## **Abstrakt**

Tato diplomová práce se zabývá problémem digitálních modulací, důvodem jejich vzniku, výhody i nevýhody, technického řešení, možnosti generování, analyzování jak klasickými způsoby v podobě vektor signálových analyzátorů a generátorů, tak i způsobem na poli virtuální instrumentace. Cílem je vznik systémů pro generování a analýzu DMS na bázi USRP zařízení a zobrazení základních vlastností.

## **Klíčová slova**

Digitální modulace, ASK, FSK, PSK, M-PSK, M-QAM, Softwarové rádio, Kognitivní rádio

## **Abstract**

This thesis deals with the problem of digital modulation, the reason for their creation, advantages and disadvantages, technical solutions for generating, analyzing how traditional methods in the form of a vector signal analyzers and generators, and the way the field of virtual instrumentation. The aim is the creation of systems for the generation and analysis of the DMS based USRP devices and displaying basic properties.

## **Keywords**

Digital modulation, ASK, FSK, PSK, M-PSK, M-QAM, Software radio, Cognitive radio

## Seznam použitých zkratk

Zkratka	Anglický význam	Český význam
DMS	Digital Modulated Signals	Digitálně modulované signály
ISO	International Standard Organization	Mezinárodní organizace pro normalizaci
OSI	Open System Interconnection	Propojení otevřených systémů
ASK	Amplitude Shift Keying	Amplitudová Digitální Modulace
FSK	Frekvency Shift Keying	Frekvenční Digitální Modulace
PSK	Phase Shift Keying	Fázová Digitální Modulace
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Kvadrurní Fázová Digitální Modulace
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Kvadrurní Amplitudová Modulace
SR	Software Radio	Softwarové rádio
SDR	Software Defined Radio	Softwarově definované rádio
A/D	Analog to Digital converter	Analogově digitální převodník
D/A	Digital to Analog converter	Digitálně analogový převodník
PXI	PCI eXtensions for Instrumentation	PCI rozšíření pro instrumentaci
USRP	Universal Software Radio Peripherals	Univerzální zařízení pro softwarové rádio
BER	Bit Error Ratio	Bitová chybovost
DAB	Digital Audio Broadcasting	Digitální rádiové vysílání
DVB-T	Digital Video Broadcasting	Digitální televizní vysílání
GSM	Global System for Mobile	Globální systém pro mobilní komunikaci
WiFi	Wireless Fidelity	Bezdrátová síť
MER	Modulation Error Ratio	Modulační chybovost
TEV	Target Error Vector	Rozptyl
EVM	Error Vector Magnitude	Amplituda chybového vektoru
QE	Quadrature Error	Chyba ortogonality
AI	Amplitude Imbalance	Amplitudové zkreslení

## OBSAH:

<b>1 ÚVOD.....</b>	<b>1</b>
<b>2 STRUKTURA DIGITÁLNĚ MODULOVANÉHO SIGNÁLU NA ÚROVNI FYZICKÉ VRSTVY .....</b>	<b>2</b>
2.1 FYZICKÁ VRSTVA .....	2
2.2 VÝHODY POUŽITÍ DIGITÁLNÍ MODULACE .....	3
2.3 I/Q MODULACE .....	3
2.4 PŘENOSOVÁ A MODULAČNÍ RYCHLOST .....	5
2.5 TYPY DIGITÁLNÍCH MODULACÍ .....	6
2.6 DVOUSTAVOVÉ DIGITÁLNÍ MODULACE.....	6
2.6.1 ASK MODULACE.....	6
2.6.2 FSK MODULACE .....	7
2.6.3 PSK MODULACE .....	8
2.7 VÍCESTAVOVÉ DIGITÁLNÍ MODULACE.....	9
2.7.1 M-PSK MODULACE .....	10
2.7.2 M-QAM MODULACE .....	11
2.8 CHYBY DIGITÁLNÍCH MODULACÍ .....	14
2.8.1 BITOVÁ CHYBOVOST – BER .....	14
2.8.2 MODULAČNÍ CHYBOVOST – MER.....	14
2.8.3 AMPLITUDA CHYBOVÉHO VEKTORU – EVM.....	15
2.8.4 CHYBA ORTOGONALITY – QE .....	16
2.8.5 AMPLITUDOVÉ ZKRESLENÍ – AI .....	17
<b>3 PROSTŘEDKY GENEROVÁNÍ DIGITÁLNĚ MODULOVANÝCH SIGNÁLŮ A JEJICH SROVNÁNÍ .....</b>	<b>18</b>
3.1 VEKTOR – SIGNÁLOVÉ GENERÁTORY .....	18
3.2 SIGNÁLOVÝ GENERÁTOR ROHDE&SCHWARZ SMU200A.....	18
3.2.1 PARAMETRY SIGNÁLOVÉHO GENERÁTORU R&S SMU200A.....	19
3.3 NI PXI MODULÁRNÍ PLATFORMA.....	19
3.4 NI USRP 29XX.....	22
3.4.1 ČELNÍ PANEL USRP ZAŘÍZENÍ .....	23
3.4.2 BLOKOVÉ SCHÉMA NI USRP ZAŘÍZENÍ.....	24
3.4.3 KOMUNIKACE USRP ZAŘÍZENÍ S PC.....	25
3.4.4 LABVIEW MODULATION TOOLKIT .....	25
3.4.5 DETAILNÍ SPECIFIKACE USRP ZAŘÍZENÍ.....	26
3.5 SROVNÁNÍ PROSTŘEDKŮ PRO GENEROVÁNÍ DMS.....	27
<b>4 PROSTŘEDKY ANALÝZY DIGITÁLNĚ MODULOVANÝCH SIGNÁLŮ A JEJICH SROVNÁNÍ... ..</b>	<b>29</b>
4.1 SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTORY.....	29
4.2 VEKTOR-SIGNÁLOVÉ ANALYZÁTORY .....	30
4.3 SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTOR ROHDE&SHWARZ FSQ.....	31
4.3.1 PARAMETRY SIGNÁLOVÉHO ANALYZÁTORU R&S FSQ .....	31

4.4	VIRTUÁLNÍ INSTRUMENTACE.....	32
4.5	SROVNÁNÍ PROSTŘEDKŮ PRO ANALÝZU DMS .....	32
<b>5</b>	<b>NÁVRH SYSTÉMU PRO GENEROVÁNÍ A ANALÝZU DIGITÁLNĚ MODULOVANÝCH SIGNÁLŮ NA BÁZI USRP.....</b>	<b>33</b>
5.1	ARCHITEKTURA SOFTWARE A SOFTWARE DEFINOVANÉHO RÁDIA.....	33
5.2	NÁVRH SYSTÉMU PRO GENEROVÁNÍ DIGITÁLNÍCH MODULACÍ NA BÁZI USRP .....	34
5.2.1	GRAFICKÝ PANEL GENERÁTORU DIGITÁLNÍCH MODULACÍ .....	34
5.2.2	BLOKOVÉ SCHÉMA GENERÁTORU DIGITÁLNÍCH MODULACÍ .....	35
5.3	NÁVRH SYSTÉMU PRO ANALÝZU DIGITÁLNÍCH MODULACÍ NA BÁZI USRP .....	38
5.3.1	GRAFICKÝ PANEL ANALYZÁTORU DIGITÁLNÍCH MODULACÍ .....	38
5.3.2	BLOKOVÉ SCHÉMA ANALYZÁTORU DIGITÁLNÍCH MODULACÍ.....	39
5.4	NÁVRH AUTOMATICKÉHO SYSTÉMU PRO ANALÝZU DIGITÁLNĚ MODULOVANÝCH SIGNÁLŮ .....	43
5.5	KOGNITIVNÍ RÁDIO .....	45
5.5.1	NÁVRH JEDNODUCHÉHO KOGNITIVNÍHO RÁDIA .....	45
<b>6</b>	<b>DISKUZE DOSAŽENÝCH VÝSLEDKŮ.....</b>	<b>48</b>
6.1	MĚŘÍCÍ PRACOVNÍSTĚ .....	48
6.2	MĚŘENÍ VÍCE STAVOVÝCH M-PSK MODULACÍ.....	48
6.2.1	NAMĚŘENÉ GRAFY BITOVÉ CHYBOVOSTI BER .....	49
6.2.2	NAMĚŘENÉ GRAFY MODULAČNÍ CHYBOVOSTI MER.....	50
6.2.3	NAMĚŘENÉ GRAFY VELIKOSTI CHYBOVÉHO VEKTORU EVM.....	52
6.3	MĚŘENÍ PARAMETRŮ VÍCE STAVOVÝCH M-QAM MODULACÍ.....	53
6.3.1	NAMĚŘENÉ GRAFY BITOVÉ CHYBOVOSTI BER .....	53
6.3.2	NAMĚŘENÉ GRAFY MODULAČNÍ CHYBOVOSTI MER.....	55
6.3.3	NAMĚŘENÉ GRAFY VELIKOSTI CHYBOVÉHO VEKTORU EVM.....	57
6.4	MĚŘENÍ DEGRADACE CHYBOU ORTOGONALITY .....	58
6.5	MĚŘENÍ DEGRADACE CHYBOU NEROVNOVÁHY ZISKU .....	60
<b>7</b>	<b>ZÁVĚR.....</b>	<b>63</b>



# 1 Úvod

Softwarové rádio, přesněji softwarově definované rádio (SDR), je jedním z významných mezníků moderního vývoje rádiových komunikací, jehož vývoj započal již na počátku 90 let minulého století. Obecně máme pod tímto pojmem na mysli rádiový vysílač a přijímač, jehož hlavní funkce jsou řešeny hardwarovými technickými prostředky, ale jejich řízení je řešeno softwarovými aplikacemi. Díky tomu může softwarové rádio využívat libovolné frekvenční pásmo, také může používat jakékoliv modulační systémy a protokoly podle typu používané aplikace. Tato koncepce nám přináší výhody, kterých při klasických konstrukcích rádiových systémů nejsou možné, neboť bloky modulátorů, vřeměšovačů či filtrů převedeme do procesoru, který bude všechno zpracovávat samozřejmě digitálně.

Hodně zařízení je už dneska postaveno na koncepci softwarového rádia. Nejvýznamnější uplatnění v případě spotřební elektroniky dnes nachází především v mobilních komunikacích, kde dovoluje kombinaci široké škály různých technologií a protokolů, které se mohou měnit v reálném čase. Například mobilní telefony, které podporují nejrůznější standardy, jako jsou GPRS, EDGE, UMTS, HSPA nebo i LTE a mezi těmito standardy dokáží přepínat v reálném čase, závislosti na dostupnosti daných služeb a potřebě komunikace.

První kapitola této diplomové práce se zabývá rozбором struktury digitálně modulovaných signálů na úrovni fyzické vrstvy, popisem základních typů dvoustavových a vícestavových digitálních modulací, jejich technické provedení i s rozбором principu jejich fungování. Další dvě kapitoly budeme věnovat technickým prostředkům pro generování a analýzu takovýchto digitálně modulovaných signálů. Jejich možnostem při generování, využití, srovnání apod. Předposlední kapitola bude věnována návrhu dvou jednoduchých systémů pro generování a analýzu vybraných základních typů digitálních modulací jak dvoustavových, tak i vícestavových založených na softwarově definovaném rádiu s použitím platformy NI USRP. Jako navíc se pokusím naprogramovat jednoduché plně duplexní kognitivní rádio, které bude měřit modulační chybovost přenosu a podle toho přepínat mezi jednotlivými druhy digitálních modulací tak, aby chybovost při přenosu dat byla nulová nebo velmi nízká. Realizováno bude na dvou zařízeních NI USRP 2920.

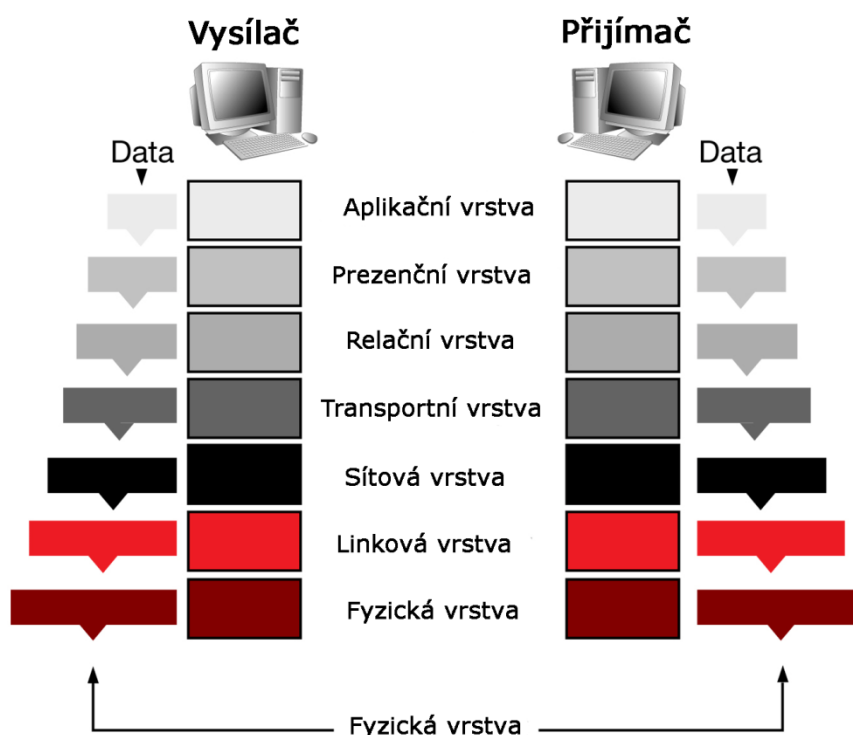
V poslední kapitole této diplomové práce budou v podobě grafů porovnány naměřené výsledky a vlastnosti vybraných vícestavových digitálních modulací s vyhodnocením závěrů.

## 2 Struktura digitálně modulovaného signálu na úrovni fyzické vrstvy

V posledních letech se z důvodu potřeby přenášet stále větší objemy dat začaly používat digitálně modulované signály, jež jsou nespojité v čase, amplitudě, kmitočtu nebo fázi, a které v dnešní době zcela nahradily dříve používané spojitě analogové modulace. Tyto diskrétní modulace mohou být nespojitě současně ve dvou, nebo i více z uvedených parametrů. Mezi analogová schémata patřily modulace typu AM (amplitudová modulace v digitálních systémech nahrazeny dvoustavovou modulací ASK), FM (frekvenční modulace v digitálních schématech nahrazeny FSK) a PM (fázové modulace nahrazeny digitální modulací PSK). Toto jsou modulace dvoustavové. Existují také digitální modulace vícestavové (N-FSK, N-PSK) a mnohostavové (M-QAM, M-PSK).

### 2.1 Fyzická vrstva

Pokud se budeme zabývat digitálními signály na úrovni fyzické vrstvy, budeme brát v úvahu první vrstvu síťové architektury modelu ISO OSI. Fyzická vrstva má za úkol přenos jednotlivých bitů z jednoho zařízení do druhého (od vysílače k přijímači) pomocí nějakého fyzického média, což může být metalický kabel, optický kabel nebo vzduch. Jednotky, které jsou přenášeny pomocí fyzické vrstvy, nazýváme bity. Na Obr. 1 je zobrazeno schéma sedmivrstvého ISO OSI modelu [1].

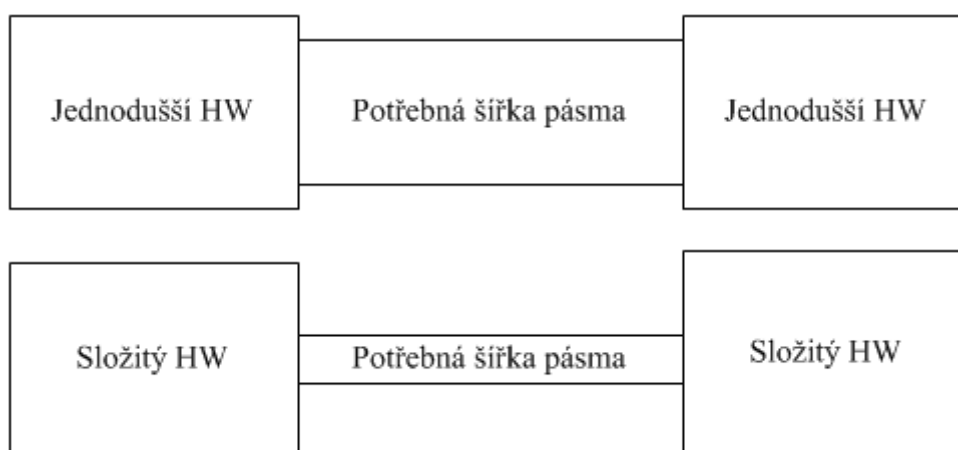


Obr. 1: Model ISO OSI [1]

## 2.2 Výhody použití digitální modulace

Mezi výhody použití digitálních modulací patří zejména efektivní využití daného frekvenčního pásma a tím zvýšení přenosové kapacity. Digitální modulace dosahují vyšší bezpečnosti přenášených dat, lépe se přizpůsobují digitálním datovým službám, dosahují lepší kvality při komunikaci a další. Z důvodu stále většího počtu uživatelů, kteří využívají dané digitální technologie je potřeba, aby bylo v co možná nejmenší šířce pásma přeneseno co možná největší množství informace. Tyto dva požadavky spolu úzce souvisí, protože aby bylo možné přenést více informací najednou, je nutné používat složitější hardwarové nebo i softwarové řešení. Použití jednoduššího a levnějšího hardwaru vede ke zvětšení potřebného pásma pro přenos. Naopak při použití složitějšího a dražšího hardwaru vede ke snížení přenosového pásma při zachování stejné rychlosti přenášených dat.

Na Obr. 2 je znázorněna závislost hardwaru na potřebné šířce přenášeného pásma.



Obr. 2: Závislost šířky pásma na složitosti HW

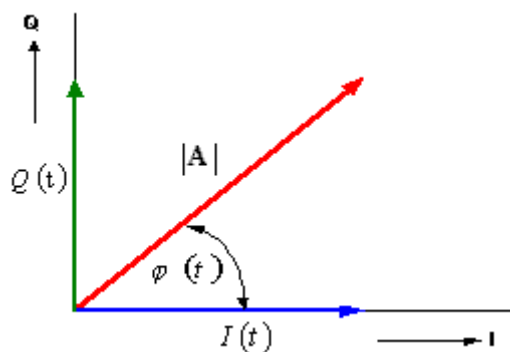
## 2.3 I/Q Modulace

Proto, aby bylo možné přenášet signál „vzduchem“, je nutné splnění tří zásadních podmínek:

1. Vysílač musí vysílat čistý nosný signál.
2. Tento signál musí být modulován digitálními daty určenými pro přenos.
3. Na straně přijímače musí být tyto modulované signály detekovány a následně demodulovány pro zpracování.

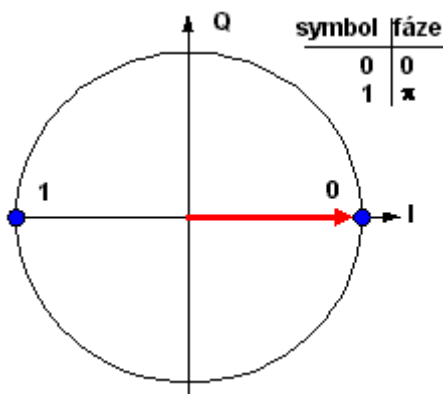
Amplitudu i fázi je možné měnit současně, ale je příliš složité takovýto signál demodulovat. Z toho důvodu se signál rozkládá do dvou ortogonálních složek I (In-Phase) a Q (Quadrature). IQ modulátory jsou založeny na tom, že libovolný VF signál o konstantní úhlové rychlosti  $\omega_c$ , libovolné časově proměnné fázi  $\varphi(t)$  a amplitudě  $A(t)$ , je možné zobrazit v komplexní rovině jako fázor, který se skládá

ze dvou kvadrurních složek I a Q se stejnými frekvencemi a vzájemným fázovým posunutím o  $90^\circ$ . Každému z těchto amplitudově – fázových stavů odpovídá určitá velikost těchto složek Obr. 3 [3].



Obr. 3: IQ složky signálu [2]

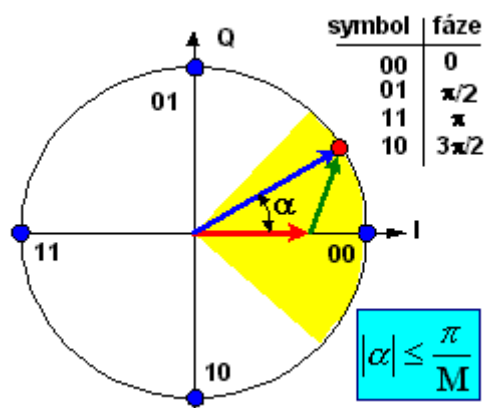
V jednoduché modulaci BPSK Obr. 4 je modulačním signálem posloupnost bitů 1 a 0 a tímto signálem je pak klíčován VF harmonický signál. Při změnách modulačního signálu z logické 1 na 0 se změni fáze nosné vlny o  $180^\circ$ . Pokud tento případ vyneseme do roviny IQ, dostaneme konstelační diagram, jenž zobrazuje koncové body fázoru v okamžiku vzorkování.



Obr. 4: Konstelační diagram BPSK modulace [2]

Jestliže se přijatý symbol nachází v pravé polovině prostoru intervalu  $\left(\frac{\pi}{2} \text{ až } -\frac{\pi}{2}\right)$ , pak je vyhodnocen jako logická nula. V opačném případě je vyhodnocen jako logická jednička. Zobecníme-li tento fakt, pak například pro více stavovou PSK modulaci je signálový prostor pro každý symbol ohraničen výšečí s úhlem  $|\alpha|$ . (2.1), (Obr. 5), [2].

$$|\alpha| \leq \frac{\pi}{M} \quad (2.1)$$



Obr. 5: Signálový prostor pro modulace QPSK [2]

## 2.4 Přenosová a modulační rychlost

Přenosová rychlost udává, jaký objem dat může být přenesen za jednu sekundu. Základní jednotkou přenosové rychlosti je bit/s (bit za sekundu). Jestliže přenášíme pouze dva znaky (logická 0 nebo 1), platí, že s každou změnou je přenesen pouze jeden bit. Pokud ale volíme mezi čtyřmi či více možnostmi, pak bude platit co změna to 2 a více bitů. Počty bitů, které jsou přenášeny jednou změnou stavu, vyjádříme, jako dvojkový logaritmus z počtu možných stavů  $n$ . Platí vzorec (2.2) [3].

$$V_p = V_m \cdot \log_2(n) \quad (2.2)$$

Kde  $V_p$  je přenosová rychlost [bit/s],  $V_m$  znamená modulační rychlost [symbolů/s] a  $n$  je počet možných stavů v přenášeném signálu.

Modulační rychlost přenosu se označuje pojmem Baud [Bd] a vyjadřuje počet možných změn stavu signálu za jednotku času (symbolů/s). Je to vlastně rychlost, se kterou se mění jednotlivé stavy nosné frekvence. Počet bitů, jež je možné přenést jedním stavem, se odvíjí od toho, kolik těchto stavů máme k dispozici. Zároveň platí, že můžeme mít pouze tolik stavů, kolik jsme jich schopni správně rozlišit. Platí vztah (2.3) [3]

$$V_{modulmax} = 2 \cdot f_{bandwidth} \quad (2.3)$$

Kde  $V_{modulmax}$  je maximální modulační rychlost, která by podle Nyquistova kritéria neměla překročit dvojnásobek maximální dostupné šířky pásma  $f_{bandwidth}$ .

Jediná cesta, která vede ke zvyšování přenosové rychlosti, je zvyšování počtu stavů v modulačním schématu [3].

## 2.5 Typy digitálních modulací

Základním rozdělením digitálních modulací jsou modulační dvoustavové, které jsou schopny v jednom stavu přenést pouze informaci o jednom bitu 0 nebo 1. Druhým typem jsou tzv. modulační vícecestavové, které jsou schopny v jednom stavu přenést více bitů najednou (dibit, tribit, kvadbit), čímž se dosáhne toho, že při zachování stejné šířky pásma dojde ke zvýšení přenosových rychlostí, nebo naopak při zachování stejné přenosové rychlosti se zmenší potřebná šířka pásma.

## 2.6 Dvoustavové digitální modulace

Tyto modulační se řadí mezi nejjednodušší digitální modulační. Nazývají také jako spojité digitální modulační, protože nosným signálem je signál s harmonickým průběhem, a modulačním signálem je diskrétní (digitální) signál. Výstupní veličinou VF signálu je podle použitého typu modulační amplituda, frekvence nebo fáze. Dvoustavové modulační se dělí podle typu na ASK (Amplitude Shift Keying), FSK (Frequency Shift Keying) MSK (Minimum Shift Keying je modifikace FSK) a PSK (Phase Shift Keying).

### 2.6.1 ASK modulace

ASK - Amplitudová digitální modulační je modulační, která se v současné době nepoužívá. Vychází z toho, že amplituda nosného signálu je měněna v závislosti na okamžité hodnotě diskrétního modulovaného signálu. V digitálním systému se klíčí pouze dva stavy a to minimum a maximum, protože se rozhoduje pouze podle dvou detekovatelných hranic 0 a 1.

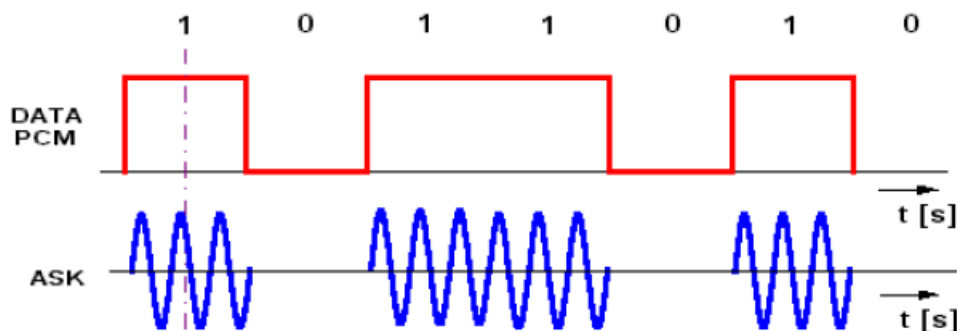
Logická jednička je reprezentována nosnou složkou, která má konstantní amplitudu vztahem (2.4).

$$ASK(t) = A \cos(2\pi f_n t + \varphi) \quad (2.4)$$

Logická nula je pak reprezentována tak, že nosná složka je nulová. Vztah (2.5) [3].

$$ASK(t) = 0 \quad (2.5)$$

Ukázka, jak vypadá taková digitální amplitudová modulace ASK, je uvedena na Obr. 6.



Obr. 6: Digitální modulace ASK [3]

## 2.6.2 FSK modulace

FSK modulaci můžeme nazvat také jako BFSK (Binary FSK). Amplituda nosného signálu je při tomto způsobu modulace konstantní. Frekvence nosného signálu je měněna v závislosti na okamžité hodnotě modulovaného signálu mezi dvěma kmitočty  $f_1 = f_n - \Delta f$  a  $f_2 = f_n + \Delta f$ .  $f_n$  je kmitočet nosného signálu a  $\Delta f$  je odchylka kmitočtu od kmitočtu nosné vlny. Výhodou této modulace je potlačení amplitudového rušení, protože není vyhodnocována amplituda, ale změna frekvence (vyhodnocován je průchod nulou). Tato frekvenční digitální modulace se dá vyjádřit dvěma vztahy. Každá binární hodnota je reprezentována svou frekvencí  $f_1$  a  $f_2$ , jež jsou blízké nosné frekvenci  $f_n$ .

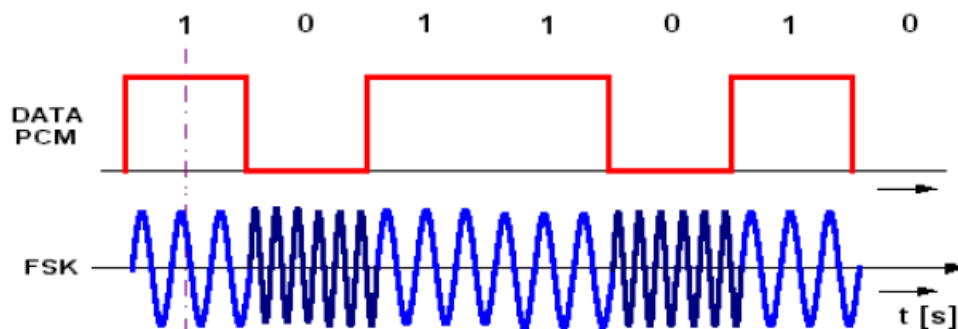
Vztah (2.6) pro logickou jedničku:

$$FSK(t) = A \cos(2\pi f_1 + \varphi) \quad (2.6)$$

Vztah (2.7) pro logickou nulu:

$$FSK(t) = A \cos(2\pi f_2 + \varphi) \quad (2.7)$$

Ukázka frekvenční digitální modulace FSK je zobrazena na obrázku Obr. 7. V případě logické 0 je vysílaná frekvence dvojnásobná než v případě logické 1 [3].



Obr. 7: Digitální modulace FSK [3]

### 2.6.3 PSK modulace

Fázová digitální modulace. Může se nazývat taky BPSK (Binary PSK) modulace. V případě BPSK nabývá modulační signál pouze dvou hodnot a to 0 nebo 1. Tato metoda digitální modulace je založena na posunutí fáze nosné vlny o  $0^\circ$  pro logickou jedničku nebo  $180^\circ$  pro logickou nulu podle toho, jaká je aktuální hodnota digitálního modulovaného signálu. Konstelační diagram BPSK modulace je na Obr. 9.

Matematicky se dají tato fázová posunutí vyjádřit vztahem (2.8) pro logickou jedničku:

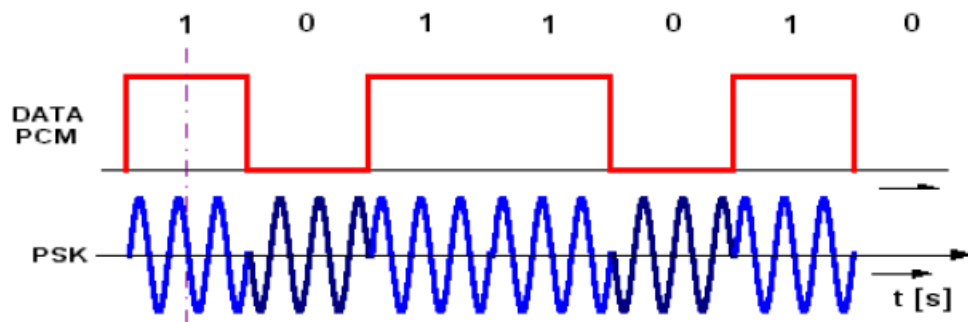
$$PSK(t) = A \sin(2\pi f + \Delta\varphi_0) \quad (2.8)$$

A vztahem (2.9) pro logickou nulu:

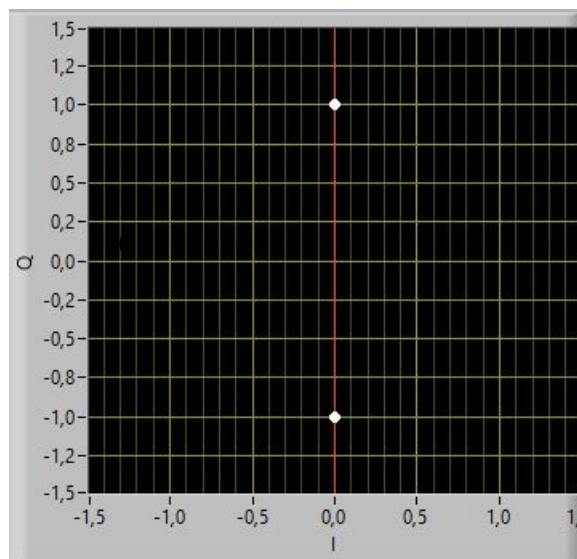
$$PSK(t) = A \sin(2\pi f + \Delta\varphi_1) \quad (2.9)$$

Ukázka takovéto digitální PSK modulace je uvedena na Obr. 8 [3].





Obr. 8: Digitální modulace PSK [3]



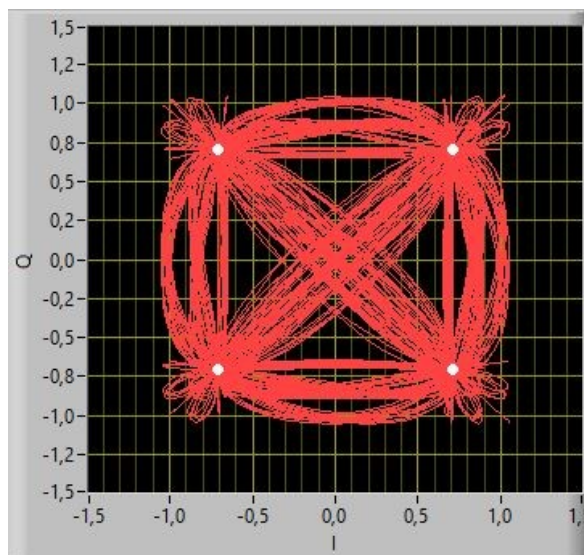
Obr. 9: Konstelační diagram pro dvoustavovou BPSK modulaci

## 2.7 Vícestavové digitální modulace

Vícestavové modulace umožňují přenášet v jednom stavu více bitů. Hlavním důvodem použití těchto modulací je, že umožňují šetřit šířku pásma nebo se stejnou šířkou pásma umožní přenést větší objem informací (tzv. zvýšení přenosové rychlosti). Tyto vícestavové modulace mají taky jednu velkou nevýhodu. Při používání velkého množství stavů se přenášený signál stává čím dál více náchylnější k rušení a složitější k identifikaci klíčovaného stavu. Z tohoto důvodu je kladen velký důraz na velikosti odstupů signálu od šumu na vstupu demodulátoru ve srovnání s jednoduššími modulacemi FSK, PSK apod. Mezi typy vícestavových diskrétních modulací patří zejména modulace M-PSK a M-QAM.

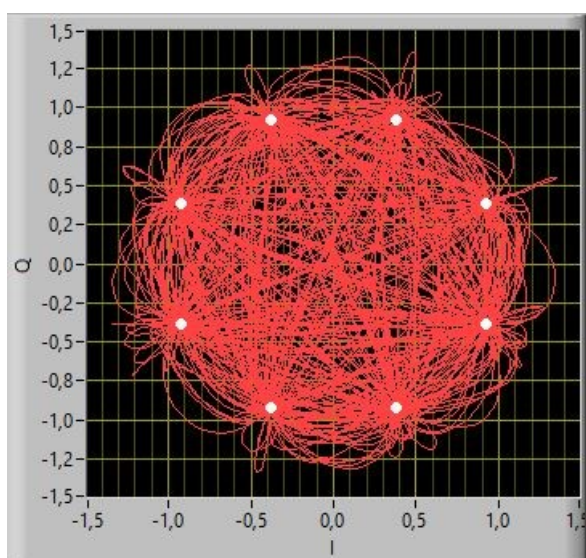
### 2.7.1 M-PSK modulace

Prvním typem těchto modulací je Q-PSK. Jedná se o základní typ kvadraturní modulace, který používá čtyřstavové klíčování fázovým zdvihem, kdy každým stavem jsou současně přeneseny 2 bity (tzv. dibit). Na Obr. 10 je zobrazen konstelační diagram pro Q-PSK modulaci. Každý jednotlivý stav zastupuje dvojici bitů 00, 01, 10, 11.



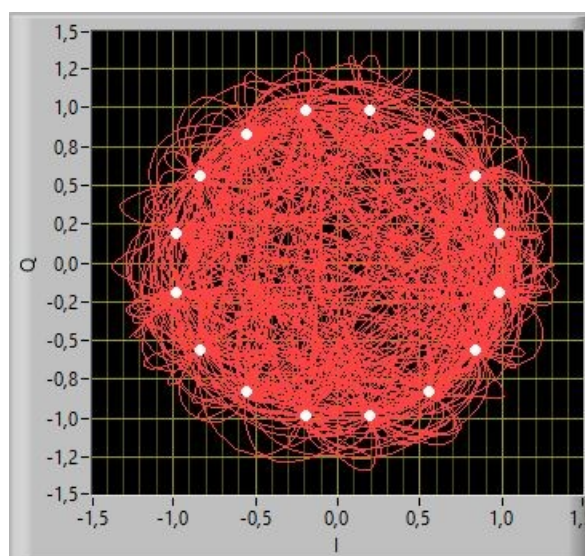
Obr. 10: Konstelační diagram pro QPSK modulaci

Dalším typem kvadraturní M-PSK modulace je 8-PSK, která má 8 různých stavů, z nichž každý jeden stav reprezentuje skupinu tří bitů (tzv. tribit). Konstelační diagram této osmi stavové 8-PSK modulace je na Obr. 11. Jednotlivé stavy reprezentují trojice bitů 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111.



Obr. 11: Konstelační diagram pro 8-PSK modulaci

Posledním typem vícestavové PSK modulace je 16-PSK. Tato modulace používá celkem 16 různých stavů, přičemž v každém stavu je schopná přenést 4 bity informace najednou (kvadbity). Konstelační diagram takovéto modulace je na Obr. 12 [3].



Obr. 12: Konstelační diagram pro 16-PSK modulaci

V Tab. 1 jsou shrnuty jednotlivé M-PSK modulace a počet bitů, jenž je možné přenést jedním rozlišovacím stavem.

Tab. 1: Počty bitů na jeden stav u M-PSK modulací

Typ modulace	Počet bitů na jeden stav
B-PSK	1 bit
Q-PSK	2 bity
8-PSK	3 bity
16-PSK	4 bity

## 2.7.2 M-QAM modulace

Kvadrurní amplitudová modulace QAM je dalším typem digitálních modulací, jenž se uplatňuje například v mikrovlnných digitálních přenosových systémech či při přenosu digitálního kabelového televizního vysílání DVB-C. QAM modulační schémata umožňují vytvoření systémů, jejichž přenosová rychlost je větší, než maximální kmitočet nosné frekvence. Z hlediska modulační rychlosti je QAM modulace efektivnější než B-PSK, Q-PSK nebo 8-PSK. Jedná se o složenou modulaci, která pro vytvoření stavů využívá kombinace amplitudového a fázového klíčování. Každý bod v konstelačním diagramu je reprezentován určitou velikostí amplitudy a fáze (amplitudové a fázové klíčování). V této vícestavové modulaci je možné přenášet  $n$  bitů za pomoci  $m$  symbolů. V jeden

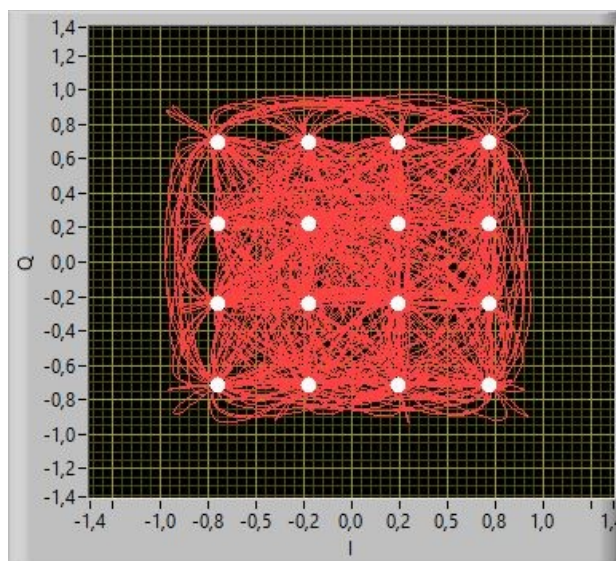
okamžik je tedy možné přenést více bitů najednou. Vztah mezi stavy a symboly je dán rovnicí (2.10) [3][4].

$$n = \log_2 m \quad (2.10)$$

Počet amplitudově-fázových stavů může být různý podle toho, jaký typ M-QAM modulace se použije. Pokud chceme přenášet v jednom stavu například 4 bity, budeme potřebovat  $2^4 = 16$  stavů (16-QAM). Platí, že pro přenesení  $n$  bitů je potřeba mít  $m$  stavů podle vztahu (2.11) [4].

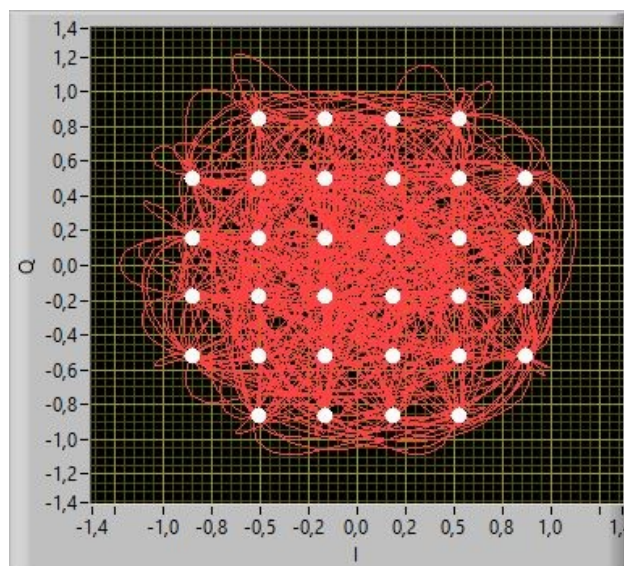
$$m = 2^n \quad (2.11)$$

Základem kvadrurní amplitudové modulace je 4-QAM, jenž je stejná jako modulace Q-PSK. Rozšířením 4-QAM modulace je 16 stavová QAM (16-QAM), ve které se vyskytují 4 rozdílné stavy I složky signálu a 4 rozdílné stavy Q složky signálu což dohromady dává 16 možných stavů, přitom každý z těchto 16 stavů nese informaci o čtyřech bitech (tzv. kvadbit). Konstelační diagram pro 16-QAM je uveden na Obr. 13.



Obr. 13: Konstelační diagram pro 16-QAM modulaci

Dalším zlepšením QAM modulace je rozšíření na 32 rozlišovacích stavů, tzv. 32-QAM. Tato modulace využívá přenesení 5 bitů na jeden stav. Počet rozlišovacích stavů je v tomto případě 32. Z důvodu, že nejbližší mocnina dvojky je 32 stavů, odstraní se 4 stavy, které jsou nejhůře dosažitelné. Tzn., že se odstraní stavy nacházející se v rozích konstelačního diagramu (Obr. 14), neboť v těchto místech je potřeba největší velikosti amplitudy.



Obr. 14: Konstelační diagram pro 32-QAM modulaci

V dnešních přenosových systémech se používá QAM modulací, které jsou schopny přenášet až 8 bitů na jeden stav. Takové modulační schéma se nazývá 256-QAM. Existují už však modulace, které přenesou 9 bitů na jeden stav 512QAM nebo i 1024-QAM (10 bitů na stav). Nevýhodou je, že se zvětšujícím se počtem rozlišovacích stavů rychle rostou nároky na kvalitu přenosového média a použitý hardware. Nejdůležitějším parametrem je odstup signálu od šumu, který musí být dostatečně velký pro správnou demodulaci a reprezentaci jednotlivých symbolů. Srovnání jednotlivých QAM modulací z hlediska počtu stavů, počtu bitů přenesených v jednom stavu, maximální přenosové rychlosti a požadovaného odstup signálu od šumu je v Tab. 2.

Tab. 2: Srovnání jednotlivých typů QAM modulací [4]

Modulace	Počet stavů	Bit/stav	Max. přenosová rychlost	Požadované S/N [dB]
4-QAM (Q-PSK)	4	2	56 Mbit/s	13,6
16-QAM	16	4	112 Mbit/s	20,4
32-QAM	32	5	140 Mbit/s	23,5
64-QAM	64	6	162 Mbit/s	25
128-QAM	128	7	196 Mbit/s	26,4
256-QAM	256	8	224 Mbit/s	28,4

## 2.8 Chyby digitálních modulací

Tak jako ve všech jiných oblastech, i v oblasti digitálních modulací vznikají jisté chyby, které se přímo podílejí na kvalitě výsledného datového přenosu. Nejdůležitějším parametrem je velikost bitové chybovosti BER a modulační chybovosti MER. Dalšími chybami jsou amplituda chybového vektoru EVM, chyba ortogonalit QE nebo amplitudové zkreslení AI. Jednotlivé chyby jsou podrobněji popsány v následujících podkapitolách.

### 2.8.1 Bitová chybovost – BER

„Bitová chybovost BER (Bit Error Ratio) vyjadřuje poměr chybně přijatých bitů k počtu všech přijatých bitů“ [6]. Velikost této chyby závisí především na druhu použité digitální modulační metody, na velikosti šumu v signálu a na kvalitě modulátorů/demodulátorů. Bitovou chybovost můžeme vypočítat ze vztahu (2.12).

$$BER = \frac{\text{Počet chybně přijatých bitů}}{\text{Celkový počet přijatých bitů}} \quad (2.12)$$

Tato hodnota je také základním parametrem, který udává výslednou kvalitu digitálního kanálu. Průměrně se dosahuje několika stupňů chybovosti:

- Do  $10^{-9}$  – Kvalita digitálního přenosu je vynikající
- Do  $10^{-6}$  – Kvalita digitálního přenosu je vyhovující
- Od  $10^{-6}$  Do  $10^{-3}$  – Kvalita digitálního přenosu vykazuje zvýšenou chybovost
- Od  $10^{-3}$  – Kvalita digitálního přenosu nevyhovuje

Na vzniku chyb se podílí více různých faktorů, především tepelný šum přenosového média nebo použitých zesilovačů, kolísání kmitočtů časových základů, elektrické rozvody aj. Chyby, které se v přenosu vyskytují, jsou čistě náhodné a proto je pro jejich zjištění nutné provádět měření po delší dobu (hodiny, dny) [5, str. 48-49].

### 2.8.2 Modulační chybovost – MER

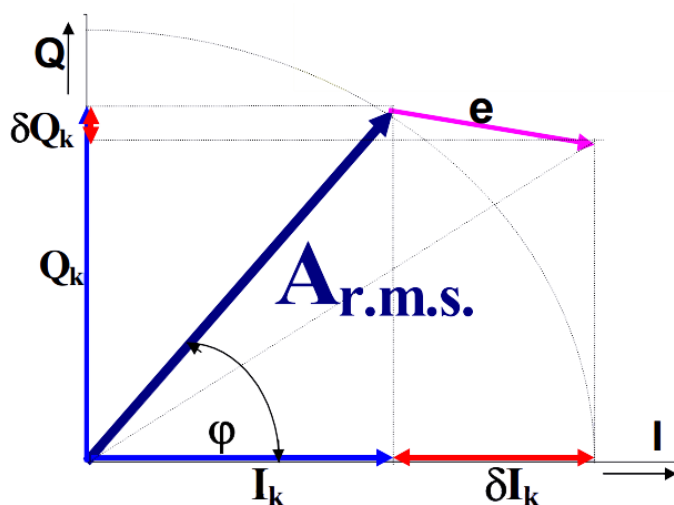
„Modulační chybovost MER (Modulation Error Ratio) je definována jako poměr součtu čtverců amplitud ideálních symbolových vektorů k součtu čtverců amplitud chybových symbolových vektorů“



[6][7] Obr. 15. Výsledek se udává v decibelech. Modulační chybovost můžeme spočítat z následujícího vztahu (2.13).

$$MER = 20 \log \left( \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^N (\delta I_k^2 + Q_k^2)}}{\sqrt{\sum_{k=1}^N (\delta I_k^2 + \delta Q_k^2)}} \right) [dB] \quad (2.13)$$

Ze vztahu je zřejmé, že velikost modulační chybovosti je závislá na typu použitého modulačního schématu, protože ta určuje maximální velikost tolerančního pole chybového vektoru.



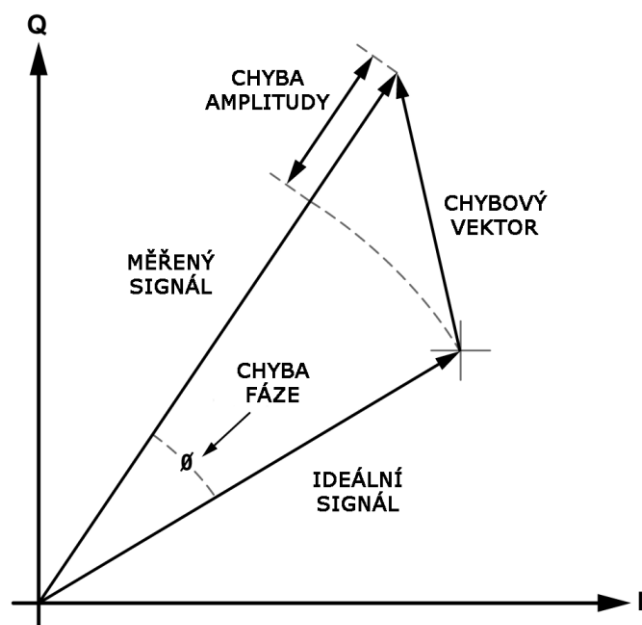
Obr. 15: Určení modulační chybovosti (MER) [6][7]

### 2.8.3 Amplituda chybového vektoru – EVM

Používá se pro ověřování kvality modulovaných signálů. Vyjadřuje se jako veličina chybového vektoru EVM (Error Vector Magnitude), která je definována jako odchylka měřeného signálu k jeho ideální hodnotě (Obr. 16). Můžeme ji změřit pomocí signálových vektorových analyzátorů na principu porovnání aktuální naměřené hodnoty amplitudy a fáze signálu s referenčními hodnotami, které jsou počítány na základě parametrů modulačního systému (typ modulace, toku dat, filtrace). Uvádí se v procentech a střední hodnotu EVM vypočteme z následujícího vztahu (2.14) [9].

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (I_{k,ref} - I_k)^2 + (Q_{k,ref} - Q_k)^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (I_{k,ref}^2 + Q_{k,ref}^2)}} \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.14)$$

Kde  $I_k$  a  $Q_k$  jsou soufázová a kvadrurní složka měřeného signálu a  $I_{k,ref}$  a  $Q_{k,ref}$  jsou soufázová a kvadrurní složka referenčního signálu.  $N$  je počet vzorků. Tuto hodnotu můžeme určit pomocí vektor signálových analyzátorů nebo libovolným vzorkovačem (Osciloskop, PXI) [9].



Obr. 16: Určení EVM chyby [9]

Na první pohled se EVM chyba jeví totožná s modulační chybovostí MER. Obě tyto hodnoty se měří v efektivních hodnotách. Rozdíl mezi těmito veličinami je v tom, že amplitudu referenčního fázoru modulační chybovosti MER měříme z efektivních hodnot napětí a EVM pak měříme jako špičkovou hodnotu [8].

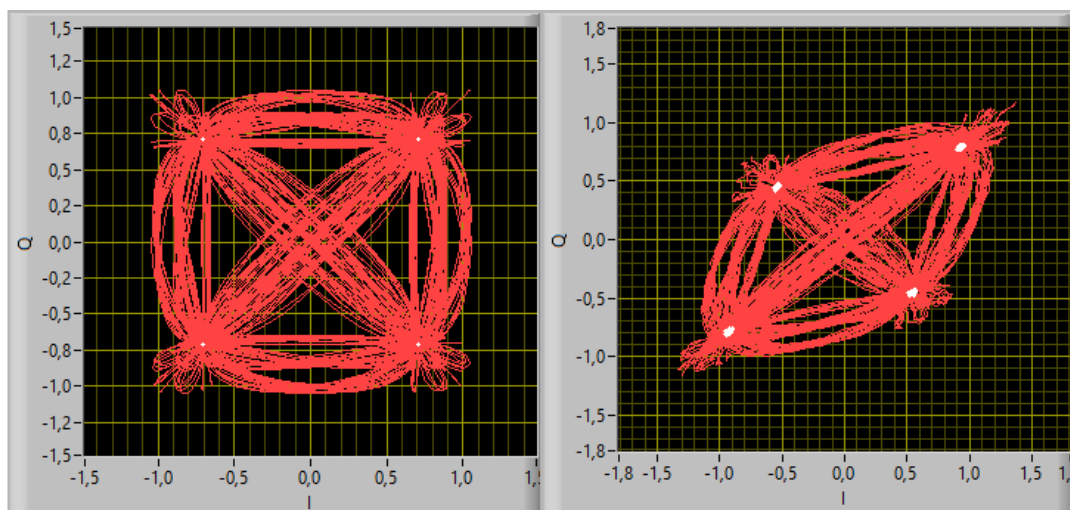
#### 2.8.4 Chyba ortogonality – QE

Tato chyba vznikne v případě, že nosné frekvence nejsou vzájemně posunuty přesně o  $90^\circ$ , jak by tomu mělo správně být. Absolutní hodnotu tohoto fázového rozdílu určíme ze vztahu (2.15).

$$\Delta\varphi = |\varphi_1 - \varphi_2| \quad (2.15)$$

Na Obr. 17 vlevo je správně zobrazený konstelační diagram, vpravo je konstelační diagram, který je zkruslený kvadrurním offsetem.

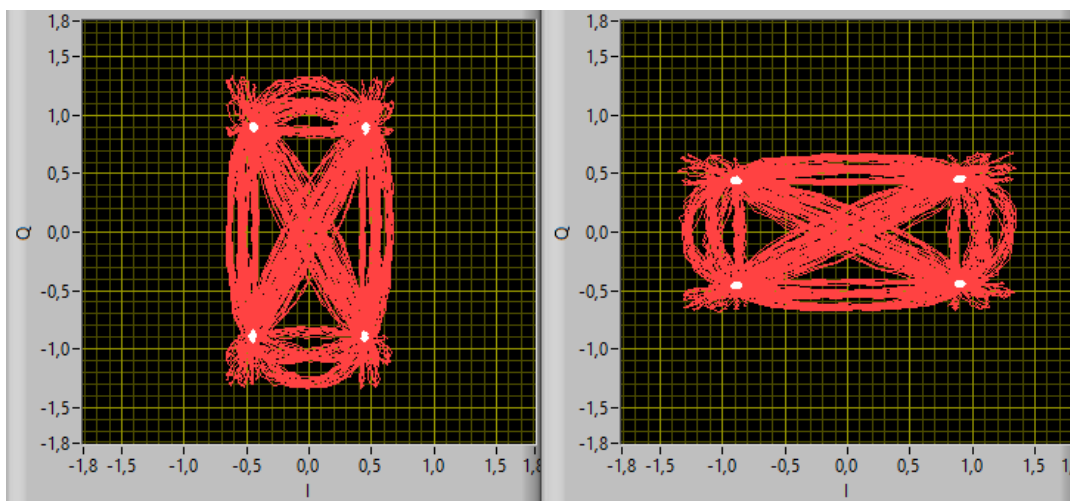




Obr. 17: Zkreslení signálu kvadraturním offsetem (chyba ortogonalit)

### 2.8.5 Amplitudové zkreslení – AI

Chyba amplitudového zkreslení vznikne nesprávnou velikostí amplitudy v I, nebo Q složce. Na následujícím Obr. 18 vlevo je zobrazeno amplitudové zkreslení v I složce ( $Q > I$ ) a vpravo je zobrazeno amplitudové zkreslení ve složce Q ( $Q < I$ ).



Obr. 18: Amplitudové zkreslení I a Q složek signálu

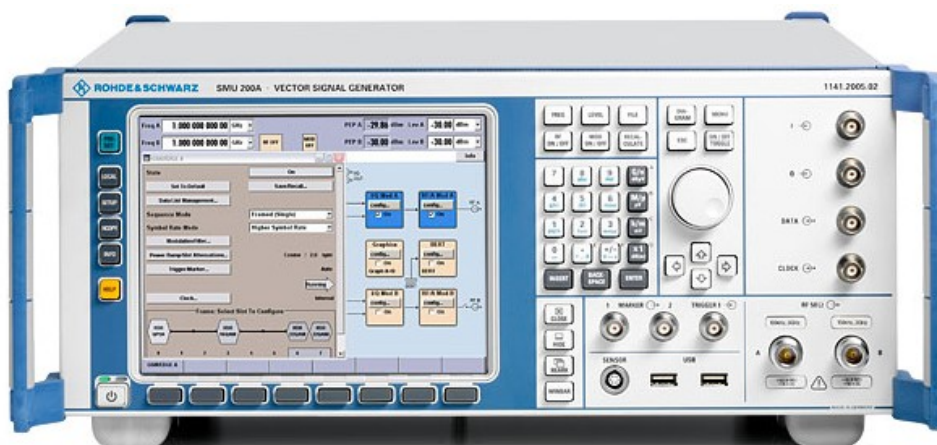
# 3 Prostředky generování digitálně modulovaných signálů a jejich srovnání

## 3.1 Vektor – signálové generátory

Vektor – signálové generátory jsou funkční elektronické zařízení, které jsou určeny ke generování opakujících se, nebo neopakujících se analogových či digitálních elektrických signálů. Používají se především k návrhům, testování, hledání problémů a opravám elektronických i elektroakustických zařízení. Existuje celá řada takovýchto signálových generátorů. V této práci popíšeme známý generátor Rohde&Schwarz SMU200A.

## 3.2 Signálový generátor Rohde&Schwarz SMU200A

Tento vektor - signálový generátor SMU200A na Obr. 19 od firmy Rohde&Schwarz je jedním z nejpoužívanějších profesionálních signálových generátorů, který se používá pro generování digitálně modulovaných signálů. Obsahuje dva generátory, které mohou pracovat v základním i vysokofrekvenčním pásmu až s čtyřmi kmitočtovými rozsahy. Nabízí vynikající vysokofrekvenční a pásmové charakteristiky a proto je možné ho použít pro požadavky ve výzkumu a vývoji rádiových komunikačních systémů [10].



Obr. 19: Pohled na signálový generátor Rohde & Schwarz SMU200A [10]

První VF část je vybavena jedním ze čtyř dostupných frekvenčních nastavení. Horním limitem jsou frekvence 2.2 GHz, 3 GHz, 4 GHz nebo 6 GHz, které jsou uživatelsky volitelné. Navíc v druhé VF části umožňuje nastavení horního limitu na 2.2 GHz nebo 3 GHz. Spodní limit frekvenčního rozsahu je u tohoto generátoru omezen v obou případech na 100 kHz. Generátory dokáží generovat veškeré

známé a používané druhy digitálně modulovaných signálů od dvoustavových modulací amplitudovým, frekvenčním a fázovým klíčováním, tak i vícestavové modulace typu M-PSK, M-QAM atd.

### **3.2.1 Parametry signálového generátoru R&S SMU200A**

Možné typy generovaných modulací tímto typem generátoru jsou:

- Amplitudová modulace (AM)
- Frekvenční modulace (FM)
- Fázová modulace ( $\phi$ M)
- Pulsní modulace (PM)
- Širokopásmová AM (WB-AM)
- Vektorové modulace (I/Q)

Základní parametry signálového generátoru R&S SMU200A:

- frekvenční rozsah
  - V první větvi (100 kHz - 2.2 /3 /4 /6 GHz)
  - V druhé větvi (100 kHz - 2.2/ 3 GHz)
- spektrální čistota (poměr prolínání signálu do sousedního kanálu 70dB)
- Možnosti zkreslení a degradace signálů
- Výkon
  - Maximální rozsah -145 dBm až +20 dBm
- Výstupní výkon na konkrétních frekvenčních pásmech
  - $f \leq 3\text{GHz} +13 \text{ dBm}$
  - $f > 3\text{GHz} +11 \text{ dBm}$
- Kalibrační interval (závisí na požadavcích jakosti, stability přístroje apod.)

### **3.3 NI PXI modulární platforma**

Generování digitálních signálů na tomto systému je založeno na Virtuální instrumentaci s použitím knihovny Modulation Toolkit. Tato platforma je univerzálním systémem, který je založen na eXtension for Instrumentation (PXI) sběrnici, ke které se připojují různé moduly pro měření, nebo generování především digitálních a digitálně modulovaných signálů. Původně byla představena firmou

National Instruments již v roce 1997. Ukázka PXI systému s vloženými některými moduly je na Obr. 20.



Obr. 20: Pohled na NI PXI s vloženými moduly [11]

Virtuální instrumentace je založena právě na tom, aby z dostatečně výkonného PC bylo možné vytvořit univerzální nástroj pro generování a analýzu digitálních signálů za pomoci speciální knihovny nazývané Modulation Toolkit.

Celá PXI platforma je založena na 4 komponentách. Jsou to PXI Chasis obsahující PXI sběrnici, PXI Controllers, PXI Modules a v neposlední řadě samozřejmě potřebný software.

**PXI Chassis** - neboli PXI skříň Obr. 21 je kostrou celého PXI systému. Obsahuje v sobě napájení, chlazení a samotnou komunikační sběrnici PCI a PCI Express pro vkládání modulů a kontrolérů. Skříně jsou dostupné v několika různých provedeních a konfiguracích jako třeba nízká hlučnost, přizpůsobení pro použití ve vyšších teplotách atd. [11]



Obr. 21: Pohled na 18 - ti místnou PXI skříň zepředu a zezadu [11]

**PXI Controllers** – PXI kontroléry musí obsahovat veškeré PXI skříně a je pro ně vyhrazen slot na jejich levém okraji (označovaný jako slot 1). Existují dva typy těchto kontrolérů.

1. **Vestavěný kontrolér** – tento kontrolér je specifický tím, že není potřeba žádného externího počítače. Obsahuje kompletní systém integrovaný přímo do PXI skříně. Zahrnuje v sobě standardní komponenty, jako je CPU, HDD, operační paměť, grafiku, USB a další. Dostupné jsou v provedení pro sběrnice jak PXI, tak PXI Express a dovolují možnost výběru operačního systému Windows, nebo LabVIEW real-time. Na Obr. 22 je ukázka kontroléru NI PXIe-8115, který v sobě zahrnuje procesor Intel Core i5-2510 na frekvenci 2,5 GHz s možností přetaktování až na 3,1 GHz v Turbo Boost režimu, 2GB operační paměti a dvěma 1Gb Ethernetovými porty. [11]



Obr. 22: Vestavěný kontrolér NI PXIe-8115 [11]

2. **Vzdálený kontrolér** – tento kontrolér Obr. 23 se vkládá přímo do počítače, notebooku případně do serverového počítače. Ovládání pomocí tohoto kontroléru je založeno na PCI/PCI Express sběrnici na základní desce počítače a do PXI skříně se zapojuje pomocí speciálního PXI/PXI Express modulu do k tomu určeného prvního slotu. Propojení kontroléru a modulu je realizováno standardním měděným, nebo optickým kabelem. [11]



Obr. 23: Vzdálený kontrolér [11]

**PXI modules** – PXI moduly jsou tzv. rozšiřující karty pro celý PXI systém. Pro to, aby na PXI systému bylo možné provádět určité měření, generování nebo analýzu signálů, musí být vybaveny k tomu určenými moduly. Existuje celá řada modulů určených pro jednotlivé specifické aplikace. Patří mezi ně například čítače/časovače, digitální multimetry, osciloskopy, signálové analyzátory, signálové

generátory a mnoho dalších. Jelikož tato diplomová práce se zabývá platformou USRP, jednotlivé moduly pro PXI podrobněji rozepisovat nebudeme.

**Software** – software v tomto případě hraje klíčovou roli v tom, co daný systém bude vykonávat, nebo zpracovávat. Je čistě na uživateli, jakou funkcionalitu si naprogramuje. Není to dáno výrobcem, jak je to u standardních přístrojů. Příkladem může být vektor signálový generátor R&S, který je popsán v této kapitole výše. Programy se vytváří v grafickém programovacím prostředí LabVIEW s použitím knihovny Modulation Toolkit. Je však možné vytvářet si v tomto prostředí vlastní skripty například v jazyce C.

### 3.4 NI USRP 29xx

Protože se tato práce zabývá právě touto platformou, tak bude rozebrána podrobněji. Systém NI USRP 29xx (Universal Software Radio Peripherals) je softwarově-programovatelné rádiové zařízení (SDR), které je určeno především pro výuku a výzkum rádiových komunikací Obr. 24. Zařízení je programovatelné pomocí vývojového nástroje NI LabVIEW s použitím knihovny Modulation Toolkit. Je to dostupná a jednoduše použitelná radiokomunikační platforma pro rychlé návrhy aplikací například pro generování, záznam i přehrávání různých analogových a především digitálních signálů, komunikace na úrovni fyzické vrstvy, monitorování frekvenčních spekter a mnoho dalšího. Se schopností vysílat a přijímat rádiové signály napříč širokého frekvenčního rozsahu tento systém dovoluje vytvářet a analyzovat širokou škálu rádiových aplikací, které zahrnují běžné standardy, jako je digitální rádiové vysílání (DAB), digitální pozemní televizní vysílání (DVB-T), buňkové sítě GSM, sítě WiFi (802.11), Bluetooth a další [12].



Obr. 24: Pohled na NI USRP 29xx [12]

Narozdíl od systému PXI je USRP nerozšiřitelné o žádné další prvky. Slouží pouze pro generování a analýzu analogově a především digitálně modulovaných signálů. Podle použitého modelu umožňuje USRP zařízení softwarové nastavení frekvencí z rozsahu od 50 MHz až do 5.9 GHz s přesností  $\pm 2500$  Hz na 1 GHz. Srovnání dostupných modelů USRP zařízení podle jejich frekvenčního rozsahu je uvedeno v Tab. 3.

Tab. 3: Srovnání USRP zařízení podle frekvenčního rozsahu [13]

USRP Model	Frekvenční rozsah	GPS modul	Přesnost
NI USRP-2920	50 MHz to 2,2 GHz	Ne	$\pm 2,500$ Hz @ 1 GHz
NI USRP-2921	2,4 – 2,5 GHz nebo 4,9 – 5,9 GHz	Ne	$\pm 2,500$ Hz @ 1 GHz
NI USRP-2922	400 MHz – 4,4 GHz	Ne	$\pm 2,500$ Hz @ 1 GHz
NI USRP-2930	50 MHz – 2,2 GHz	Ano	$\pm 2,5$ Hz @ 1 GHz
NI USRP-2932	400 MHz – 4,4 GHz	Ano	$\pm 2,5$ Hz @ 1 GHz

USRP zařízení s označením 2930 a 2932 zahrnují integrovanou GPS s 10 MHz referenčními hodinami. Tyto referenční hodiny slouží pro zlepšení frekvenční přesnosti, schopnost synchronizace a informace o GPS poloze. Model s označením 2921 je specifický pouze pro ISM pásma 2.4 GHz a 5 GHz. V případě USRP zařízení, které obsahují GPS modul je možné dosažení frekvenční přesnosti až na  $\pm 2,5$  Hz.

### 3.4.1 Čelní panel USRP zařízení

Na čelním panelu Obr. 25 se nachází několik konektorů a sada diod indikující stav USRP zařízení. Popis a význam jednotlivých prvků je následující:

1. Dva konektory SMA pro připojení antén.
2. Dva SMA konektory REF IN, PPS IN
  - REF IN – Vstup pro externí hodiny oscilátoru
  - PPS IN – Vstup pro referenční časový signál
3. MIMO rozšíření pro propojení dvou USRP zařízení MIMO kabelem
4. Port Gigabitového Ethernetu pro propojení s počítačem (Cat. 5, Cat. 5e, Cat. 6)
5. Indikační sada LED diod
  - A - Indikace, že zařízení vysílá VF signál
  - B - Indikace aktivního propojení dvou USRP zařízení MIMO kabelem
  - C - Indikace příjmu VF signálu
  - D - Indikuje načtení firmwaru
  - E - Indikace stavu uzamčení lokálního oscilátoru
  - F - Indikuje zapnutí USRP zařízení
6. Napájecí konektor (Napětí 6V, Proud 3A, maximální výkon 18W)

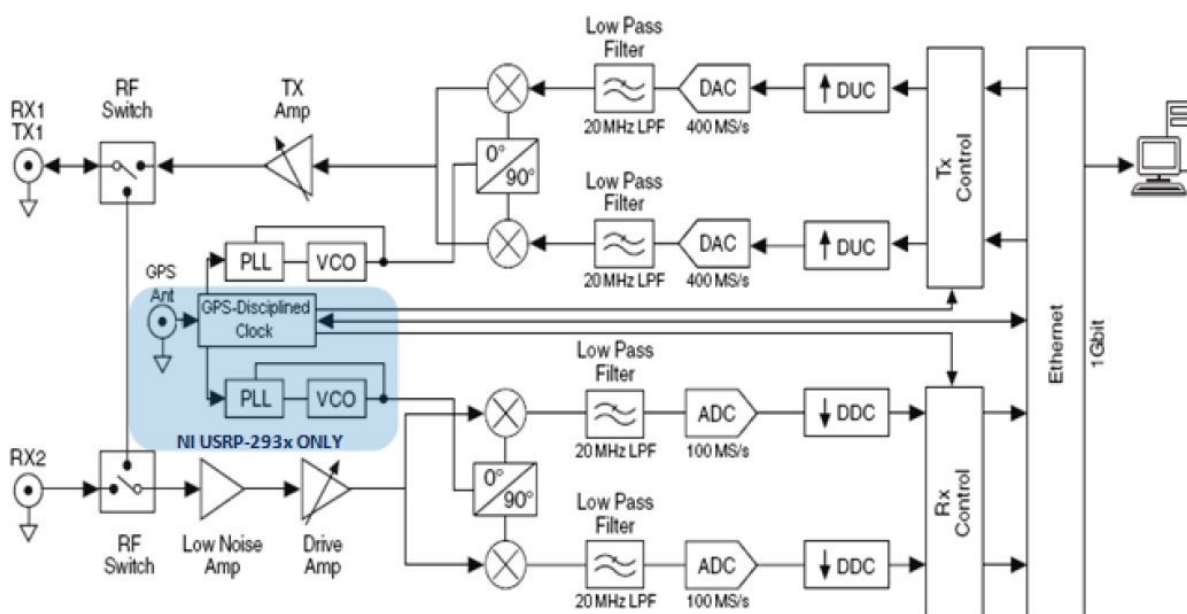




Obr. 25: Čelní pohled na USRP zařízení

### 3.4.2 Blokové schéma NI USRP zařízení

Na Obr. 26 je zobrazeno blokové schéma USRP zařízení 29xx. Jsou v něm obsaženy dvě oddělené větve pro vysílání a příjem rádiového signálu, které jsou stejné ve všech modelech USRP zařízení. Tyto větve se skládají ze všech bloků, které jsou nutné pro funkci softwarově definovaného rádia (SDR). Obsahují bloky pro kontrolu vysílání i příjmu, digitální down/up konvertory pro převod signálu z/do základního pásma, vysokorychlostní AD a DA převodníky s rychlostí vzorkování až 400 milionů vzorků za sekundu (400 MS/s) pro převod číslicového signálu na signál analogový a naopak, nízko-šumové filtry typu dolní propust které jsou nastaveny na mezifrekvenci 20 MHz, IQ modulátory, směšovače, vysokofrekvenční výstupní zesilovač ve vysílací části a nízko-šumový předzesilovač s řídicím zesilovačem v části přijímací. Obě větve jsou napojeny na společnou 1Gbit Ethernetovou sběrnici, což umožňuje komunikaci s počítačem v reálném čase s až 20 MS/s [13].



Obr. 26: Blokové schéma USRP 29xx zařízení [13]



Modře zvýrazněná část je již výše zmíněný GPS modul, který funguje jako referenční hodiny. Je součástí pouze modelů USRP 2930 a 2932. Dohromady s několika dalšími obvody tvoří jakýsi lokální oscilátor, který je sdílený mezi oběma větvemi (vysílací i přijímací částí) a funguje především pro synchronizaci a vysokou frekvenční přesnost, které je s tímto modulem možné dosáhnout až na  $\pm 2,5$  Hz na 1 GHz [13].

### 3.4.3 Komunikace USRP zařízení s PC

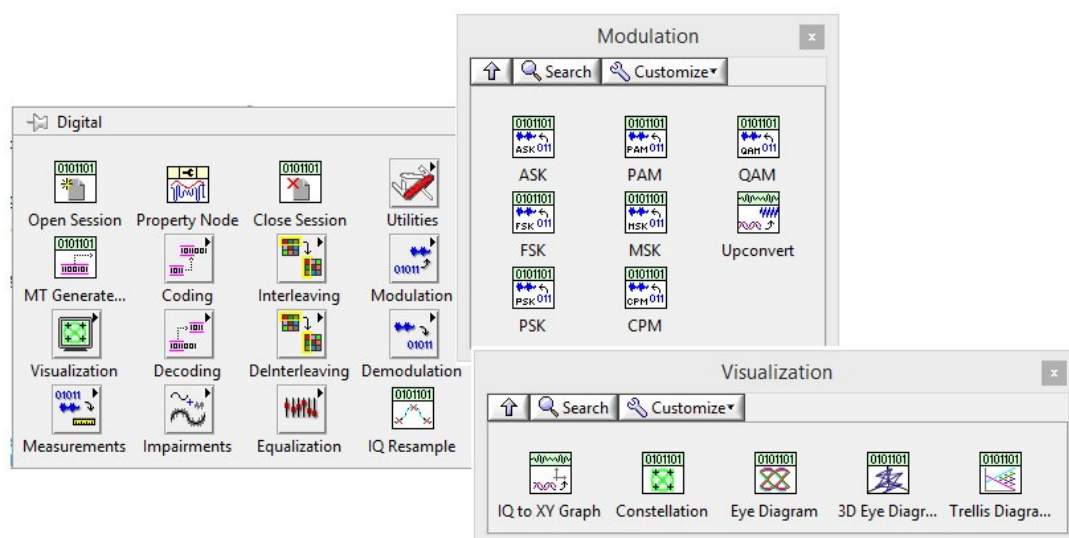
Komunikace počítače s USRP zařízením probíhá pomocí 1 Gbit Ethernetu. Propojení obou zařízení je vyřešeno klasicky pomocí IP protokolu. Každému USRP zařízení máme možnost nastavit jakoukoliv pevnou IP adresu speciálním nástrojem NI-USRP Configuration Utility a tím zajistit komunikaci s počítačem. IP adresa zařízení, ke kterému se připojujeme, se nastavuje ihned na začátku celého programu při vytváření relace (Obr. 27). Pro možnosti ovládání dvou USRP zařízení z jednoho PC se tyto propojují speciálním MIMO kabelem.



Obr. 27: Nastavení IP adresy pro připojení PC k USRP zařízení

### 3.4.4 LabVIEW Modulation Toolkit

Tato knihovna Obr. 28 obsahuje všechny funkce potřebné pro vytvoření softwarového rádiového systému na bázi USRP nebo PXI. Zahrnuje bloky pro generování digitálních dat, kódování/dekódování dat, prokládání dat, digitální modulace/demulace, měření chybovosti, bloky pro grafickou vizualizaci signálu nebo bloky pro záměrné znehodnocení signálu rušivými vlivy a mnoho dalších. Kdyby tato knihovna z nějakého důvodu nedostačovala, je samozřejmě možné si potřebnou funkcionalitu vlastnoručně naprogramovat. Možnost je vytváření vlastních skriptů i v jazyce C/C++.



Obr. 28: Ukázka knihovny Modulation Toolkit v NI LabVIEW

### 3.4.5 Detailní specifikace USRP zařízení

Jednotlivá USRP zařízení se liší pouze v jejich frekvenčním rozsahu a absenci GPS modulu, jak je to uvedeno v následující Tab. 4. Ostatní technické parametry jsou společné pro všechny modely.

Tab. 4: Podrobná technická specifikace pro vysílací větve USRP zařízení [13]

Zařízení	NI USRP-2920	NI USRP-2921	NI USRP-2922	NI USRP-2930	NI USRP-2932
Frekvenční rozsah	50 MHz – 2,2 GHz	2,4 GHz – 2,5GHz 4,9 GHz – 5,9 GHz	400MHz - 4,4Ghz	50MHz - 2,2GHz	400MHz – 4,4GHz
Nastavitelný frekvenční krok	Menší než 1 kHz				
Maximální výstupní výkon	15 dBm – 20 dBm				
Maximální výstupní zisk	0 dB – 31 dB				
Minimální krok pro nastavení výstupního výkonu	1 dB				
Okamžitá šířka pásma	20 MHz (při 16 bitovém vzorkování)				
	40 MHz (při 8 bitovém vzorkování)				

D/A převodník	2 kanálový, 400 MS/s, 16 bit				
DAC SFDR	80 dB				
GPS modul	Ne	Ne	Ne	Ano	Ano

V další tabulce jsou uvedeny technické parametry přijímací větve USRP zařízení. Hlavním rozdílem je použití dvou-kanálového AD převodníku, který má rychlost vzorkování 100 MS/s, s rozlišením 14 bitů na jeden vzorek Tab. 5.

Tab. 5: Podrobná technická specifikace pro přijímací větve USRP zařízení [13]

Zařízení	NI USRP-2920	NI USRP-2921	NI USRP-2922	NI USRP-2930	NI USRP-2932
Frekvenční rozsah	50 MHz – 2,2 GHz	2,4 GHz – 2,5GHz 4,9 GHz – 5,9 GHz	400MHz – 4,4Ghz	50MHz – 2,2GHz	400MHz – 4,4GHz
Nastavitelný frekvenční krok	Menší než 1 kHz				
Maximální vstupní výkon ( $P_{in}$ )	0 dBm				
Činitel šumu	5 - 7 dB				
Okamžitá šířka pásmo	20 MHz (při 16 bitovém vzorkování)				
	40 MHz (při 8 bitovém vzorkování)				
A/D převodník	2 kanálový, 100 MS/s, 14 bit				
ADC SFDR	88 dB				
GPS modul	Ne	Ne	Ne	Ano	Ano

### 3.5 Srovnání prostředků pro generování DMS

Klasické signálové generátory umožňují generovat takové typy digitálních modulací a signálů, které byly implementovány výrobcem daného přístroje. Není zde možnost jakkoliv zasahovat do firmwaru. Z tohoto důvodu jsou možnosti takovýchto generátorů do jisté míry omezené. Hlavní roli zde zastává hardware a pořizovací náklady na tyto systémy jsou obecně vysoké.

V případě virtuální instrumentace a softwarového rádia při použití systému NI PXI, nebo NI USRP máme možnost vytvářet jakékoliv modulační schémata, i taková která si sami navrhujeme. Proto se hodí pro výzkumné účely. Klíčovou roli zde hraje software. Fakticky můžeme říct, že za zlomek ceny vytvoříme komplexní systém pro generování DMS s možnostmi jakéhokoliv rozšiřování funkcionality.

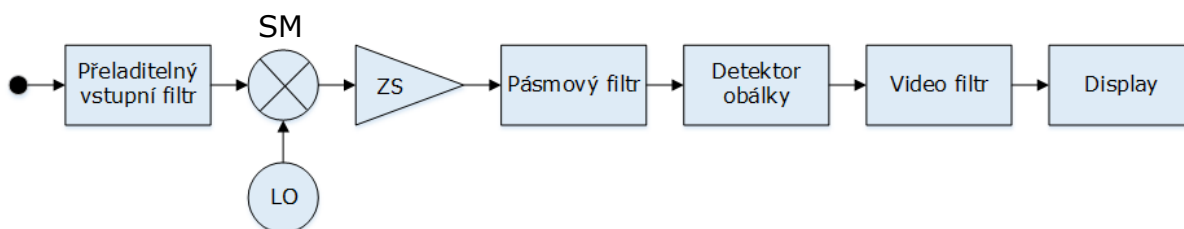
## 4 Prostředky analýzy digitálně modulovaných signálů a jejich srovnání

Pro možnosti analýzy jak analogových, tak i digitálních signálů se používají tři základní měřicí zařízení. Nejstaršími jsou osciloskopy. Další modernější způsoby analýzy signálů představují spektrální analyzátory a vektor-signálové analyzátory. K těmto zařízením stačí jenom připojit správnou anténu, nastavit odpovídající konfiguraci a analyzovaný signál můžeme okamžitě vidět. Základní parametry, které nás zajímají při analýze digitálně modulovaných signálů, jsou:

- Šířka použitého pásma
- Úroveň signálu
- Bitová chybovost (BER)
- Modulační chybovost (MER)
- Typ modulace

### 4.1 Spektrální analyzátory

Spektrální analyzátory byly vyvinuty z voltmetrů se selektivním přeladitelným filtrem. Tyto přístroje umožňují analýzu signálu ve frekvenčních oblastech. Na Obr. 29 je zobrazeno základní blokové schéma takového analyzátoru. Nevýhodou těchto analyzátorů je, že celé měřené spektrum signálů nemůžeme sledovat v reálném čase [17].



Obr. 29: Blokové schéma spektrálního analyzátoru

Základní parametry spektrálních analyzátorů jsou:

- Frekvenční rozsah (jednotky MHz – desítky GHz)
- Typ frekvenční stupnice (lineární, nebo logaritmická)
- Dynamický rozsah [dB] [14]

## 4.2 Vektor-signálové analyzátory

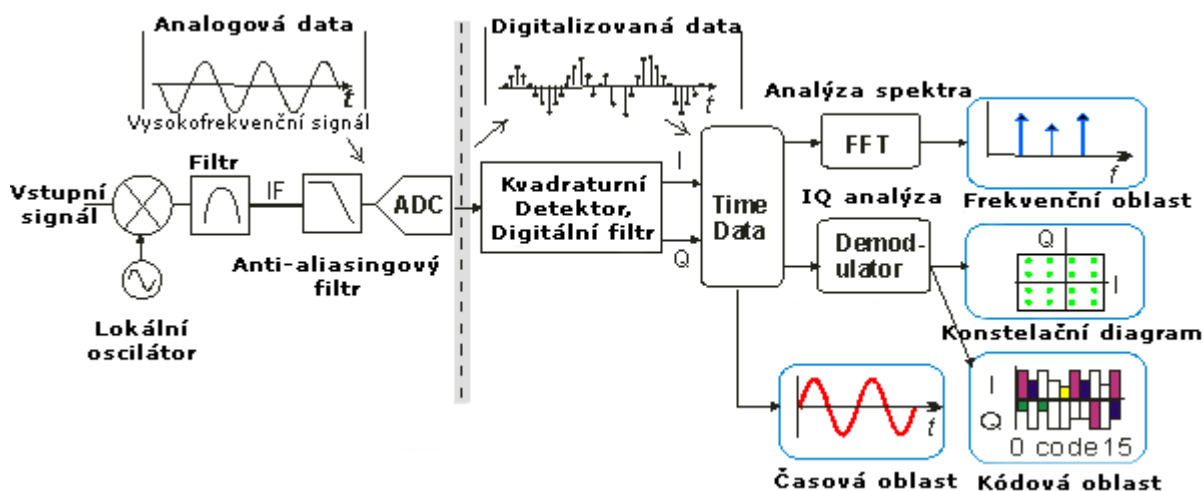
S příchodem digitální techniky a digitálních modulací vzrostla potřeba analyzovat jejich kvalitu. Tento problém řeší právě vektor-signálové analyzátory, které měří především velikost a fázi vstupního signálu. Hlavním rozdílem oproti klasickým spektrálním analyzátorům je část detektoru. Vstupující signál se navzorkuje a dále se zpracovává příslušnými číslicovými obvody. Na Obr. 30 je zobrazeno základní blokové schéma vektor-signálového generátoru. Tyto přístroje jsou rozděleny na 2 funkční části - analogovou a digitální.

### Analogová část

V této části jsou obsaženy bloky pro down konverzi signálu z vysokofrekvenčního do základního pásma, filtr, antialiasingový filtr a rychlý A/D převodník.

### Digitální část

Tato část pracuje pouze s digitalizovaným signálem vystupujícím z A/D převodníku. Za převodníkem je obsažen blok pro rozklad signálu na I a Q složky s digitálním filtrem. Z těchto I Q složek jsou poté počítány frekvenční spektra pomocí rychlé Fourierovy transformace, díky demodulátoru je možné zobrazit konstelační diagramy podle použitého modulačního schématu nebo samotné demodulované průběhy I a Q složek. Samozřejmostí je možnost zobrazení signálu v časové oblasti Obr. 30.



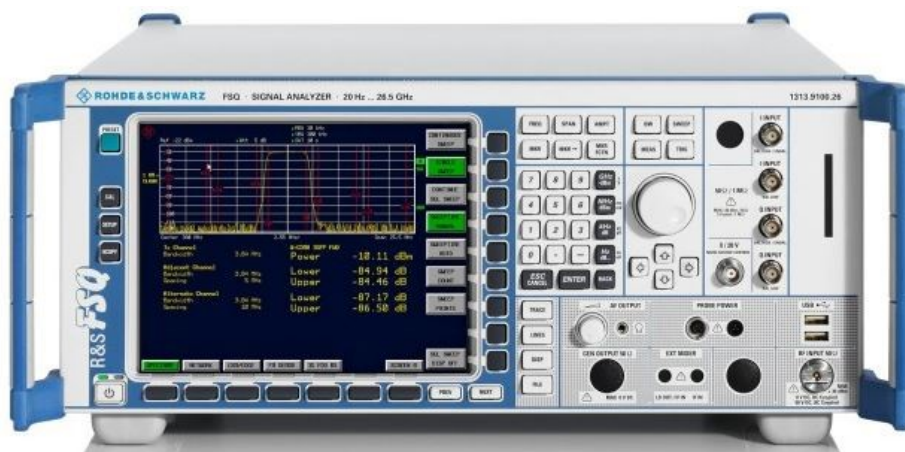
Obr. 30: Blokové schéma vektor-signálového analyzátoru [15]

Základní parametry vektor-signálových analyzátorů:

- Frekvenční rozsah (jednotky MHz – desítky GHz)
- Typ frekvenční stupnice (lineární, nebo logaritmická)
- Dynamický rozsah [dB]

### 4.3 Spektrální analyzátor Rohde&Schwarz FSQ

Tyto spektrální analyzátory R&S FSQ jsou vhodným řešením pro analýzu jakýchkoliv digitálních signálů. Čelní pohled je zobrazen na Obr. 31. Vyznačují se zejména širokými frekvenčními rozsahy, nízkými šumy, vysokými dynamickými rozsahy a vysokou přesností. Je možné na nich zobrazovat a analyzovat signály z frekvenčních rozsahů od 20Hz až do 40 GHz. Jsou proto vhodné pro profesionální vývoj a testování různých aplikací nebo systémů, kde přesnost hraje výraznou roli [16].



Obr. 31: Pohled na FSQ signálový analyzátor Rohde&Schwarz [16]

#### 4.3.1 Parametry signálového analyzátoru R&S FSQ

Parametry, jež je potřeba nastavit před začátkem měření jsou frekvence, které očekáváme na vstupu, očekávaná amplituda a rozsah. Frekvenční rozsah těchto signálových analyzátorů se liší podle jednotlivých modelů. Rozdělení modelů podle frekvenčního rozsahu a dalších parametrů je v Tab. 6.

Tab. 6: Některé technické parametry R&S FSQ analyzátorů [16]

Typ analyzátoru	R&S FSQ3	R&S FSQ8	R&S FSQ26	R&S FSQ40
Frekvenční rozsah	20Hz – 3,6 GHz	20Hz – 8GHz	20Hz – 26,5 GHz	20Hz – 40 GHz
Spektrální čistota				
Fázový šum	-133 dBc (1Hz)			
Zkreslení	1 Hz			
Doba rozmitání				
Rozsah > 10 Hz	2,5 ms – 16 000 s			
Rozsah 0 Hz	1μs – 16 000 s			
Celková chyba měření				
f < 3.6 GHz	0.3 dB			

<b>DANL (Displayed Average Noise Level)</b>				
1 GHz	-158 dBm	-155 dBm	-156 dBm	-155 dBm
7 GHz	-	-154 dBm	-155 dBm	-153 dBm
13 GHz	-	-	-151 dBm	-151 dBm
26 GHz	-	-	-146 dBm	-147 dBm
40 GHz	-	-	-	-141 dBm
Stopové detektory	Max Peak, Min Peak, Auto Peak, RMS, Average, Quasi Peak			
Linearita zobrazení	0,1 dB (0 dB až -70 dB)			

#### 4.4 Virtuální instrumentace

Digitální signály je možné samozřejmě analyzovat i za pomoci již zmíněné virtuální instrumentace s použitím PXI systému s danými zásuvnými moduly, nebo na bázi USRP zařízení. Výhodou je, že díky těmto systémům si uživatel může naprogramovat vlastní funkce, které potřebuje a není odkázaný na funkčnost, kterou udal výrobce zařízení. Detailní popis těchto systémů a zařízení je uveden v předchozí, 3 kapitole.

#### 4.5 Srovnání prostředků pro analýzu DMS

Podobně jako v případě generování DMS jsme při použití klasických přístrojů odkázáni pouze na funkcionalitu, kterou do firmwaru přístroje implementoval sám výrobce. Zůstávají i vyšší pořizovací náklady. Hlavní části jsou zastoupeny hardwarem.

Stejně, jako v případě generování můžeme použít pro účely analýzy DMS nástroje v podobě virtuální instrumentace. Za zlomek ceny oproti klasickým analyzátorům si vytvoříme komplexní systém, který je nadále podle potřeby rozšiřitelný a modifikovatelný s možnostmi vytváření návrhů vlastních modulačních schémat. Vhodné pro výzkumné účely.

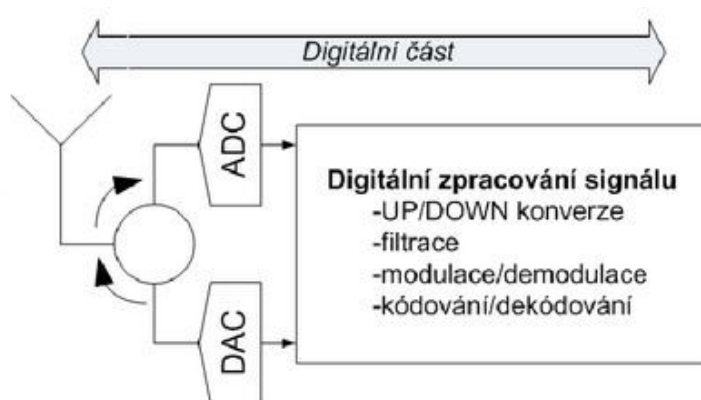


## 5 Návrh systému pro generování a analýzu digitálně modulovaných signálů na bázi USRP

Softwarové rádio – Software Defined Radio (SDR) je radiokomunikační systém, který provádí softwarovou modulaci a demodulaci rádiových signálů. Aby bylo možné toho dosáhnout, musíme co nejbliž k anténě signál přeměnit na čísla. Ty dále zpracováváme v počítači pomocí daných matematických postupů.

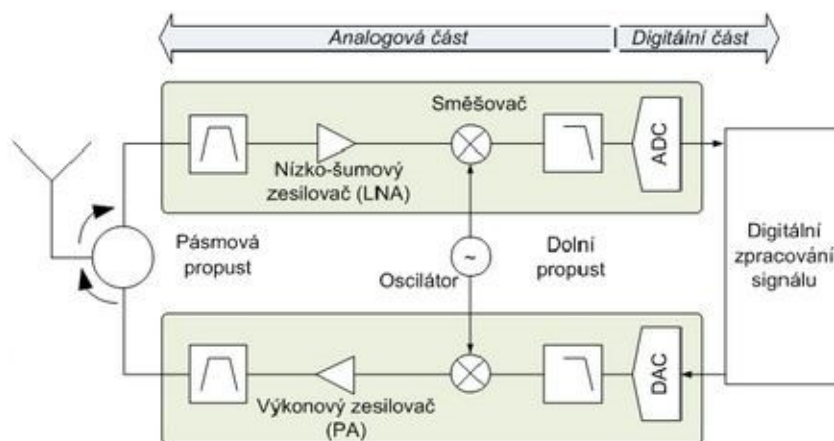
### 5.1 Architektura softwarového a softwarově definovaného rádia

Obecně by bylo ideální softwarové rádio (SR) realizováno podle Obr. 32, kde se skládá pouze z digitálních částí. Vstupující přijímaný signál je v přijímači digitalizován pomocí A/D převodníku a dále je zpracováván jednotlivými číslicovými obvody. V případě vysílače tento proces probíhá opačným způsobem a po výstupu z číslicových obvodů je signál pomocí D/A převodníku přiveden do antény.



Obr. 32: Ideální softwarové rádio [18]

Jelikož ale není technicky možné realizovat D/A převodníky, které by měly dostatečný dynamický rozsah v kombinaci s nízkou spotřebou atd., aby mohly přímo převádět vysokofrekvenční signály, musí se používat zjednodušená architektura softwarově definovaného rádia (SDR) Obr. 33, která je kombinací analogové části a digitální části. Technologicky jsou možné realizace A/D a D/A převodníků pouze do kmitočtového rozsahu několika stovek MHz. Proto v tomto zjednodušeném schématu posuneme VF signál do základního pásma, nebo na nízkou mezifrekvenci pomocí analogové down konverze, která pracuje na principu klasického směšovače a výrazně tak snížíme nároky na A/D a D/A převodníky [18].



Obr. 33: Softwarově definované rádio [18]

## 5.2 Návrh systému pro generování digitálních modulací na bázi USRP

Pro generování digitálně modulovaných signálů byl v programu LabVIEW s použitím knihovny Modulation Toolkit navržen jednoduchý a přehledný systém.

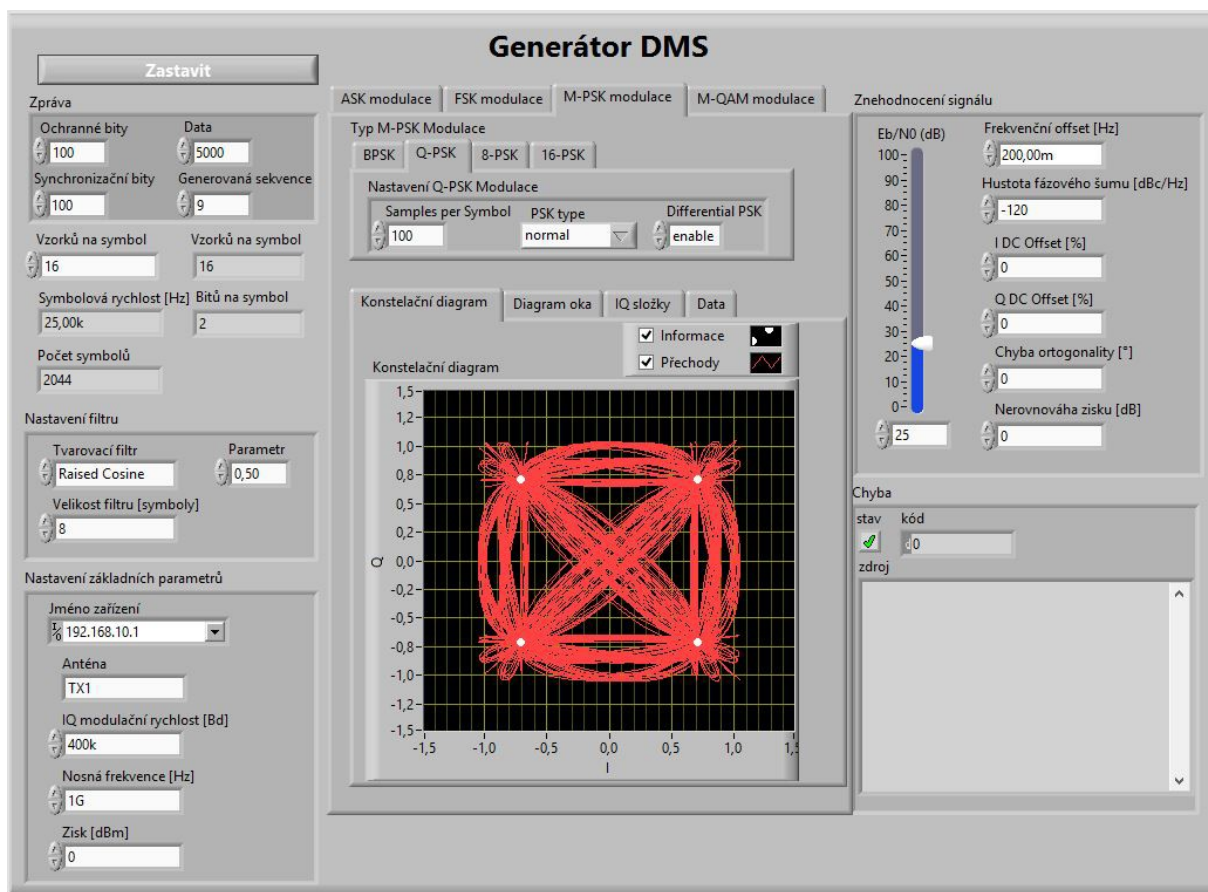
Kompletní funkční zdrojové kódy generátoru jsou součástí přílohy této práce na přiloženém CD ve složce „Generovani\_Analyza“ pod názvem „Generovani.vi“.

### 5.2.1 Grafický panel generátoru digitálních modulací

Tento panel je zobrazen na Obr. 34. Na levé straně grafického panelu jsou ovládací prvky, pomocí kterých nastavujeme základní vysílací parametry. Především to jsou prvky pro nastavení generování posloupnosti modulovaných dat, nastavení tvarovacího filtru a blok pro inicializaci vysílacích parametrů USRP zařízení. V prostřední části panelu jsou přepínače pro jednotlivé druhy digitálních modulací od úplně základních ASK a FSK modulací po robustnější M-PSK a M-QAM modulace.

V případě výběru modulací M-PSK máme na výběr z konkrétních typů těchto modulací od základní BPSK modulace přes Q-PSK a 8-PSK až do 16-PSK modulace. V případě M-QAM modulací pak můžeme přepínat od 16-QAM přes 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM až po 256-QAM modulaci. Pro každý jednotlivý typ modulace se zobrazuje její konstelační diagram, na kterém jsou bíle znázorněny jednotlivé symboly a červeně se znázorňují přechody mezi symboly. Na panelu nechybí možnost zobrazení očního diagramu, zobrazení jednotlivých průběhů I a Q složek nebo aktuálně generovaná posloupnost modulovaných dat.

Na pravé straně grafického panelu je pak blok pro záměrnou degradaci signálu různými vlivy a výpis možné chyby, která mohla nastat v průběhu generování například nesprávným nastavením některých parametrů a podobně.



Obr. 34: Návrh systému pro generování digitálně modulovaných signálů

## 5.2.2 Blokové schéma generátoru digitálních modulací

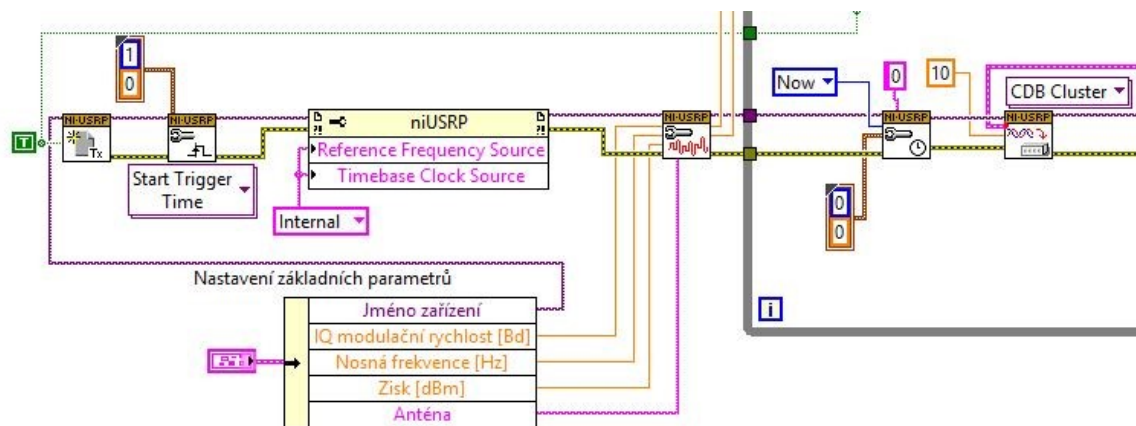
Protože je toto schéma poněkud rozměrnější, tak si ho rozdělíme do dílčích funkčních celků a ty popíšeme. Kompletní blokový kód se skládá z bloků pro inicializaci a nastavení základních vysílacích parametrů USRP zařízení, bloků pro nastavení generované sekvence přenášených dat, bloků pro nastavení typu modulace a jejích parametrů a bloků pro záměrné znehodnocení signálu.

### Bloky pro inicializaci, synchronizaci a nastavení vysílacích parametrů USRP zařízení

Tyto bloky Obr. 35 slouží pro nastavení zařízení a vysílacích parametrů. Skládají se z celkem 6 částí:

- **niUSRP Open TX session** – blok pro vytvoření relace a výběr zařízení,
- **niUSRP Configure Trigger** – blok pro konfiguraci triggeru,

- **niUSRP Configure Signal** – blok pro nastavení modulační rychlosti, frekvence, zisku a výběr antény pro vysílání,
- **niUSRP Set Time** – blok pro nastavení časové základny na nulu,
- **niUSRP Write TX Data** – blok pro vysílání generovaných dat,
- **niUSRP Close Session** – blok pro ukončení relace.

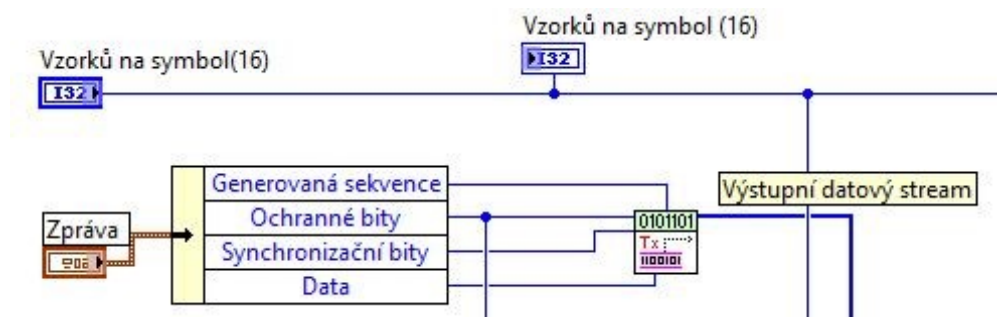


Obr. 35: Bloky pro inicializaci, synchronizaci a nastavení vysílacích parametrů USRP zařízení

### Bloky pro nastavení generované sekvence přenášených dat

Tato část Obr. 36 má za úkol generování datového streamu vstupujícího přímo do modulátoru. Skládá se z pouze jednoho jediného bloku:

- **mod\_Create TX sequence** – blok generující datový stream pro přenos. Jeho vstupními parametry jsou určení konkrétní generované sekvence a počty ochranných, synchronizačních a informačních bitů Obr. 36.

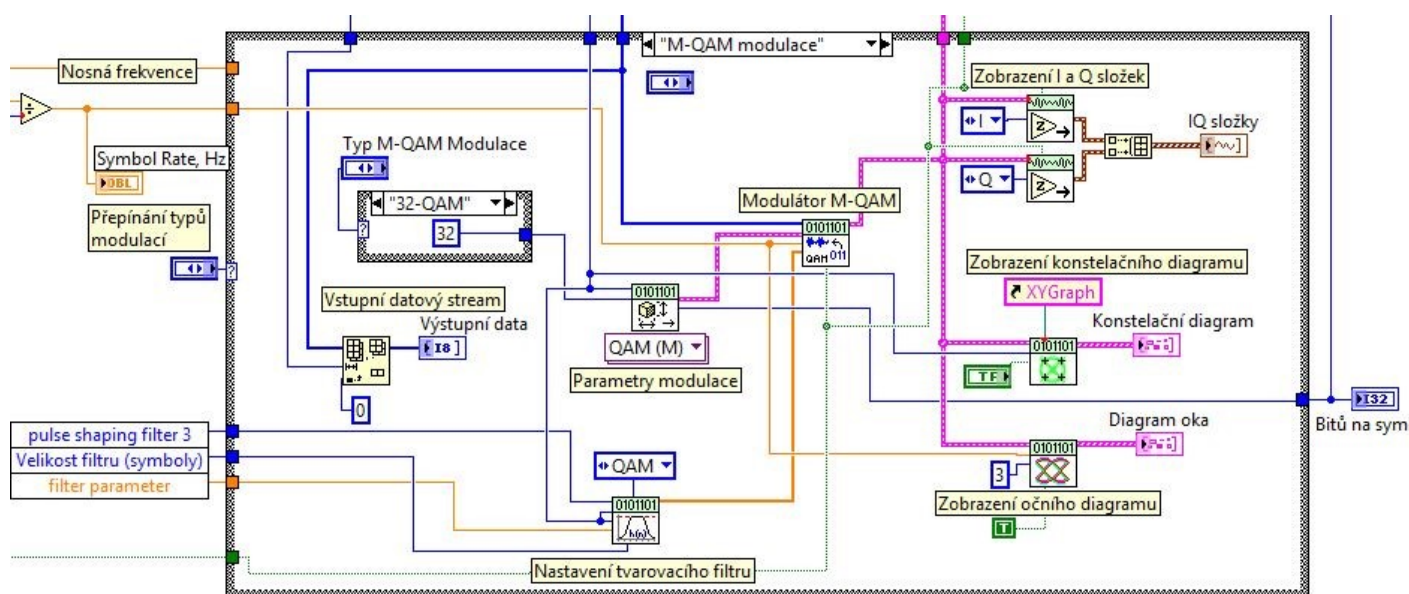


Obr. 36: Bloky pro generování datového streamu

## Bloky pro nastavení typu modulace a jejích parametrů

Nejobsáhlejší částí blokového diagramu generátoru je část pro generování daného typu modulace s nastavením parametrů a vizuální zobrazení vysílaných dat - Obr. 37. Veškeré bloky jednotlivých druhů modulací jsou vnořeny do přepínače Case Structure. Na obrázku níže je konkrétně bloková část modulace M-QAM – pro všechny ostatní modulace je blokový diagram velmi podobný.

- **MT Generate System Parameters** – blok pro výpočet systémových parametrů pro konkrétní typ modulace. Vstupními parametry tohoto bloku jsou počet vzorků na symbol a počet symbolů (typ M-QAM modulace).
- **MT Generate Filter Coefficients** – nastavení tvarovacího filtru pro daný typ modulace. Na výběr je filtr typu „Raised Cosine“, „Root Raised Cosine“, nebo „žádný“.
- **MT Modulate QAM (PSK, ASK, FSK)** – přijímá generovanou sekvenci dat a provádí jejich modulaci podle nastaveného modulačního schématu. Vstupem je použitý typ tvarovacího filtru, data a systémové parametry daného typu modulace.
- **MT Get Complex IQ Component** – zobrazení jednotlivých I a Q složek signálu.
- **MT Format Constellation** – zobrazení konstelačního diagramu.
- **MT Format Eye Diagram** – zobrazení očního diagramu.

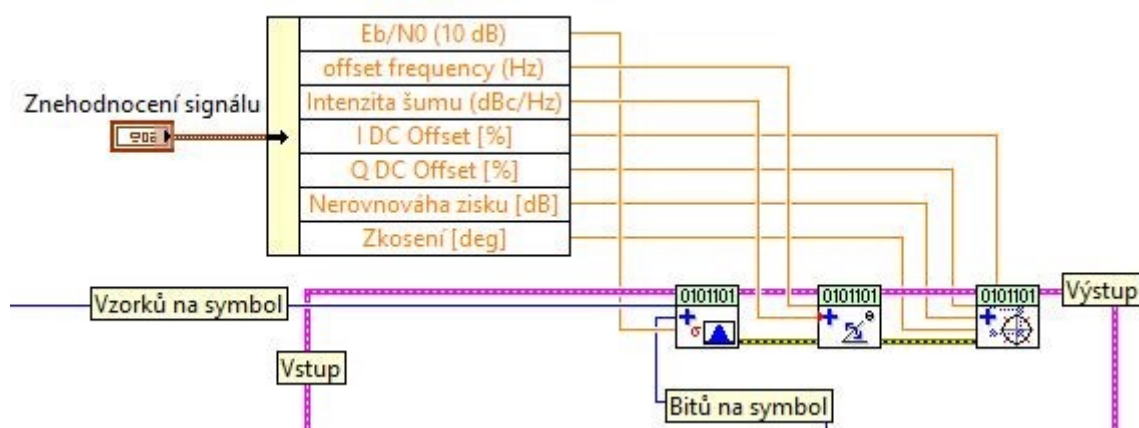


Obr. 37: Bloky pro modulaci a nastavení jejích parametrů

## Bloky pro záměrné znehodnocení (degradaci) signálu

Na Obr. 38 jsou bloky, které dovolují nastavení různých rušivých parametrů v generovaném signálu.

- **MT Add AWGN** – generuje bílý Gaussovský šum (AWGN) a přidává ho do modulovaného signálu v základním pásmu.
- **MT Add Phase Noise** – blok pro přidání fázového šumu do modulovaného signálu v základním pásmu.
- **MT Apply IQ Impairments** – blok pro nastavení nerovnováhy zisku, I a Q DC Offsetu a zkosení.



Obr. 38: bloky pro znehodnocení generovaného signálu

## 5.3 Návrh systému pro analýzu digitálních modulací na bázi USRP

Pro možnost analýzy digitálně modulovaných signálů byl v programu LabVIEW s použitím knihovny Modulation Toolkit navržen druhý jednoduchý systém.

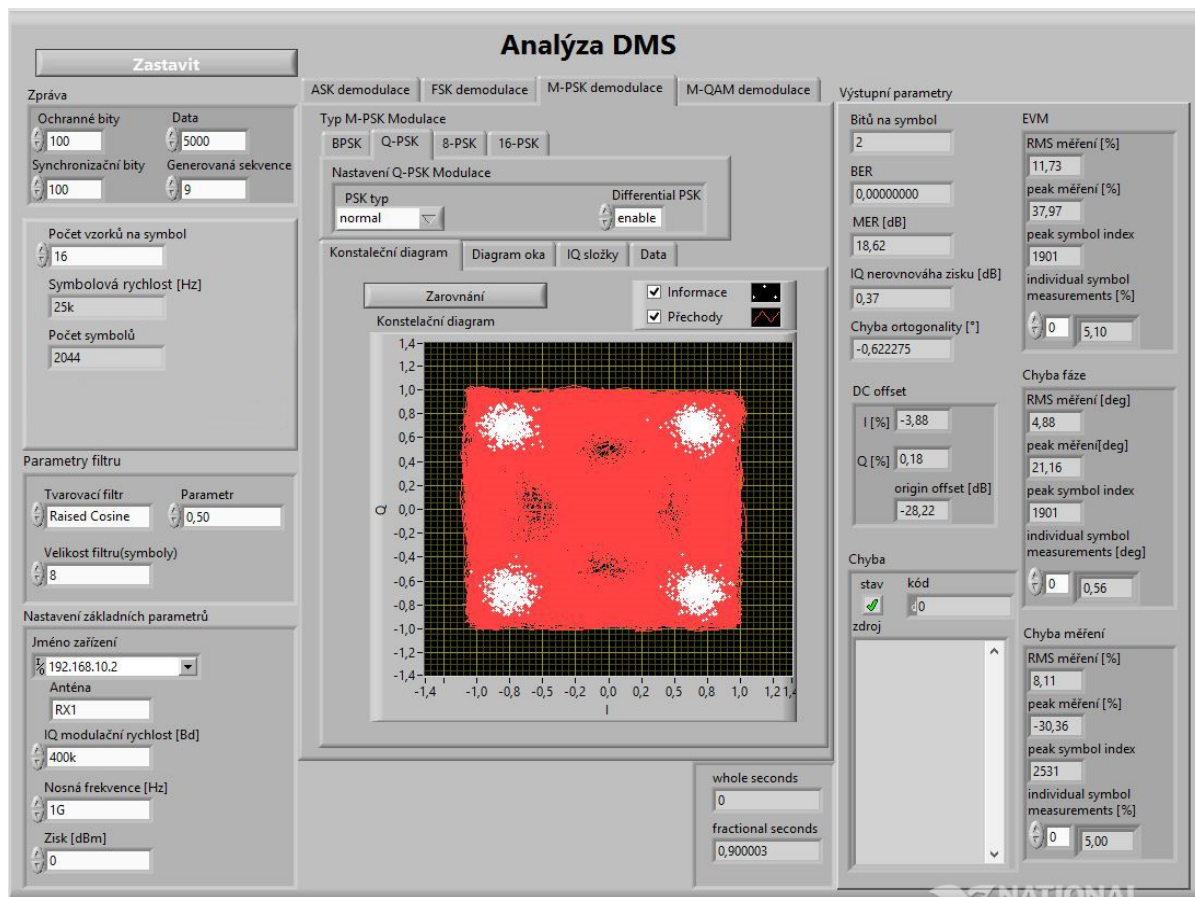
Kompletní funkční zdrojové kódy analyzátoru jsou součástí přílohy této práce na přiloženém CD ve složce „Generovani\_Analyza“ pod názvem „Analyza.vi“.

### 5.3.1 Grafický panel analyzátoru digitálních modulací

Pohled na grafický panel signálového analyzátoru je zobrazen na následujícím Obr. 39. Na levé straně se stejně jako v případě generátoru nachází ovládací prvky pro nastavení základních parametrů pro příjem signálů. Prostřední část panelu analyzátoru opět obsahuje úplně stejné části jako u generátoru s tím rozdílem, že jednotlivé symboly na konstelačním diagramu, ale i oční diagram a IQ složky nejsou ideální, ale vykazují jisté nepřesnosti, které jsou způsobeny bílým šumem a dalšími vlivy



působícími na signál v rádiovém kanále. Na pravé straně grafického panelu už je ale viditelný větší rozdíl. Jsou zde obsaženy jednotlivé indikační prvky, které zobrazují analyzované informace jako je aktuální bitová a modulační chybovost, posunutí konstelačního diagramu, nerovnováha zisku, zkosení, velikost chybového vektoru, chyba fáze a další.



Obr. 39: Návrh systému pro analýzu digitálně modulovaných signálů

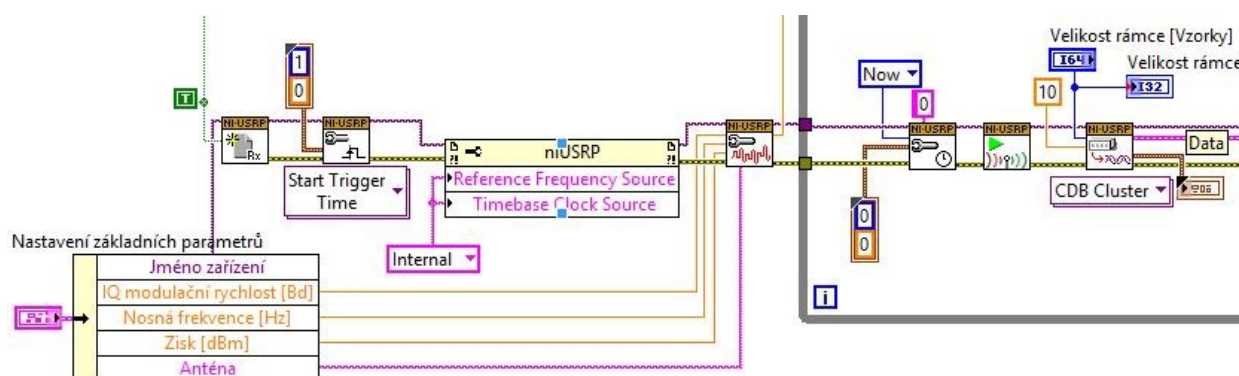
### 5.3.2 Blokové schéma analyzátoru digitálních modulací

Stejně jako v případě generátoru si rozebereme blokový diagram analyzátoru po jednotlivých dílčích funkčních částech. Tyto jednotlivé funkční celky jsou velmi podobné výše popsanému generátoru. Stejně jako generátor, i analyzátor se skládá z části pro inicializaci USRP zařízení a nastavení přijímacích parametrů analyzátoru, stejného datového streamu jako u generátoru (v tomto případě slouží pro nastavení synchronizace a výpočet bitové chybovosti), bloků pro příjem a demodulaci signálu s modulem pro výpočty chyb v demodulovaném signálu a blokem pro výpočet bitové chybovosti (BER).

## Bloky pro inicializaci, synchronizaci a nastavení přijímacích parametrů USRP zařízení

Stejně, jako v blocích pro vysílání je i zde obsažen blok pro zahájení relace a přijímacích parametrů. Navíc je zde obsažen blok pro zahájení příjmu signálu, blok pro zachytávání vysílaných dat a blok pro ukončení relace Obr. 40.

- **niUSRP Open RX Session** – blok pro zahájení relace. Nastavení zařízení a reset,
- **niUSRP Start Trigger** – blok pro nastavení triggeru,
- **niUSRP Configure Signal** – nastavení přijímacích parametrů USRP zařízení,
- **niUSRP Set Time** – blok pro nastavení časové základny,
- **niUSRP Initiate** – zahájení přijímání signálu,
- **niUSRP Fetch RX Data** – blok pro získání dat z USRP zařízení,
- **niUSRP Close Session** – blok pro ukončení relace USRP zařízení.



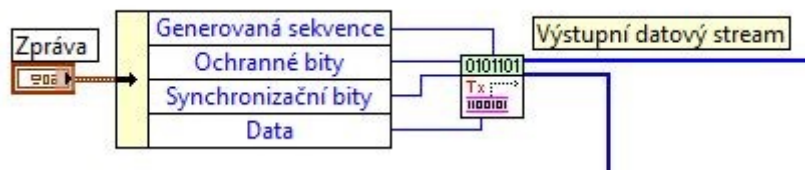
Obr. 40: Blokový diagram pro inicializaci a nastavení přijímačících parametrů

### Blok pro generování referenčního datového streamu

Tato část je v analyzátoru pouze pro nastavení synchronizace a jako referenční datový stream pro výpočet bitové chybovosti (BER) při přenosu z generátoru do analyzátoru Obr. 41. Generovaná sekvence dat i počet bitů zprávy musí odpovídat analyzované sekvenci, stejně tak, jako počty ochranných a synchronizačních bitů.



- **Mod\_Create TX Sequence** – blok pro generování referenčního datového streamu.

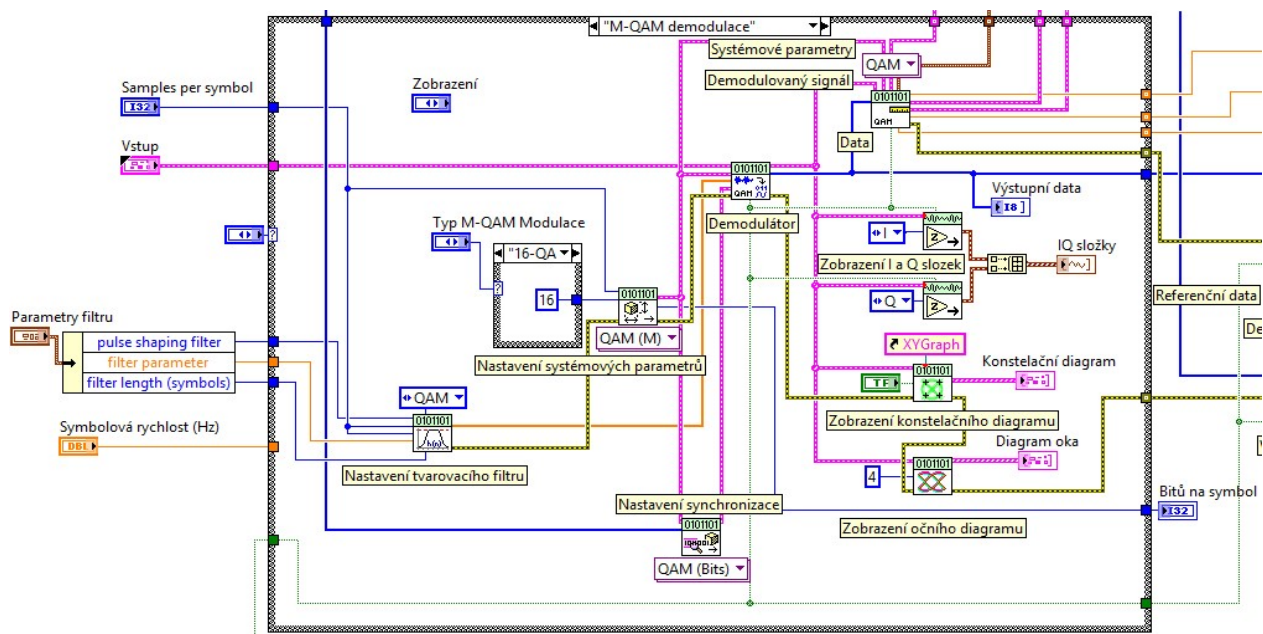


Obr. 41: Blok pro generování datového streamu pro synchronizaci a výpočet chybovosti

### Bloky pro demodulaci, zobrazení a výpočty chyb z přijatého demodulovaného signálu

Nejobsáhlejší část blokového diagramu Obr. 42 obsahuje přepínač Case Structure, pro výběr mezi jednotlivými typy a druhy digitálních demodulací. Stejně jako v případě generátoru jsou zde obsaženy bloky pro synchronizaci, nastavení tvarovacího filtru, nastavení systémových parametrů i bloky pro demodulace ASK, FSK, M-PSK a M-QAM. Nechybí ani bloky pro vizuální zobrazení přijímaného signálu pomocí konstelačních diagramů, diagramů oka, průběhy I a Q složek signálu nebo výstupní demodulovaná data.

- **MT Generate System Parameters** – blok pro výpočet systémových parametrů pro konkrétní typ demodulace. Vstupními parametry tohoto bloku jsou počet vzorků na symbol a počet symbolů (typ M-QAM, M-PSK demodulace).
- **MT Generate Filter Coefficients** – nastavení tvarovacího filtru pro daný typ demodulace. Na výběr je filtr typu „Raised Cosine“, „Root Raised Cosine“, nebo „žádný“.
- **MT Demodulate QAM (PSK, ASK, FSK)** – vstupem tohoto bloku je přijímaný signál. Provádí demodulaci signálu na výstupní datové slovo.
- **MT Get Complex IQ Component** – zobrazení jednotlivých I a Q složek přijímaného signálu.
- **MT Format Constellation** – zobrazení konstelačního diagramu z demodulovaného signálu.
- **MT Format Eye Diagram** – zobrazení očního diagramu z demodulovaného signálu.

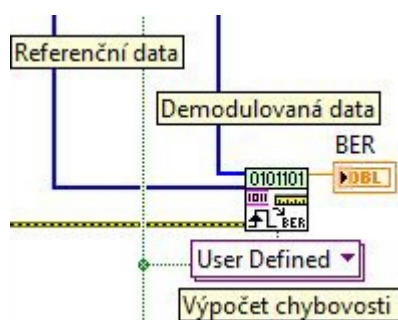


Obr. 42: Bloky pro demulaci přijatého signálu a jeho zobrazení

### Blok pro výpočet bitové chybovosti BER

Tato část kódu Obr. 43 se skládá taky z pouze jediného bloku, jehož jedním vstupem jsou demodulovaná data, která vychází přímo z jednotlivých demodulátorů a druhým vstupem jsou data referenční, která jsou generována v bloku na Obr. 41.

- **MT Calculate BER After Trigger** – výstupem bloku je aktuální velikost bitové chybovosti BER.

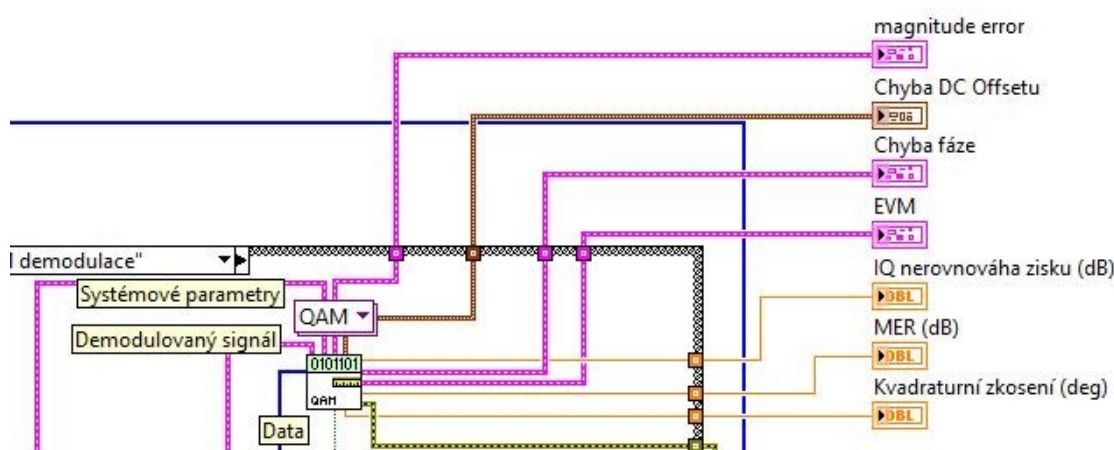


Obr. 43: Blokový diagram pro výpočet chybovosti BER

### Blok pro výpočet chyb analyzovaného signálu

Vstupem tohoto bloku Obr. 44 je rekonstruovaný signál z demodulátoru, systémové parametry daného typu modulace a demodulovaná data. Hodnoty z tohoto bloku budou analyzovány v 6. kapitole do přehledných grafů.

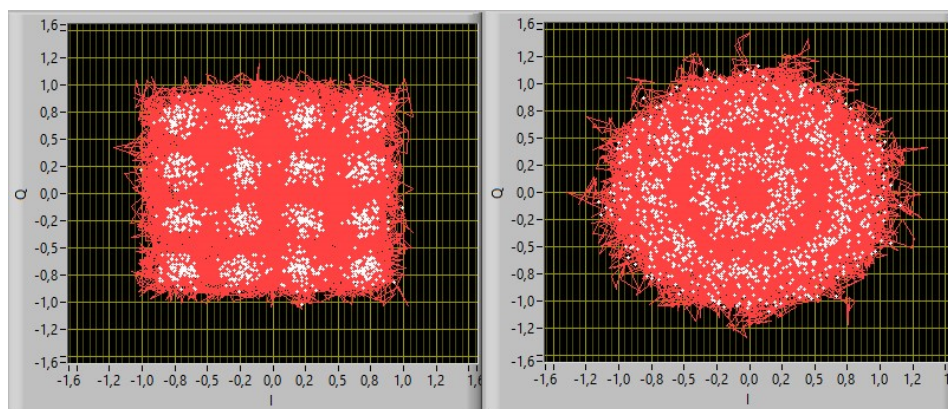
- **MT Measure QAM (PSK) Quadrature Impairments** – blok obsahuje mnoho výstupních hodnot. Je mezi nimi velikost chyby, chyba DC Offsetu, chyba fáze, velikost chybového vektoru EVM, nerovnováha zisku, modulační chybovost MER a chyba ortogonalita.



Obr. 44: blok pro výpočet chyb z demodulovaného signálu

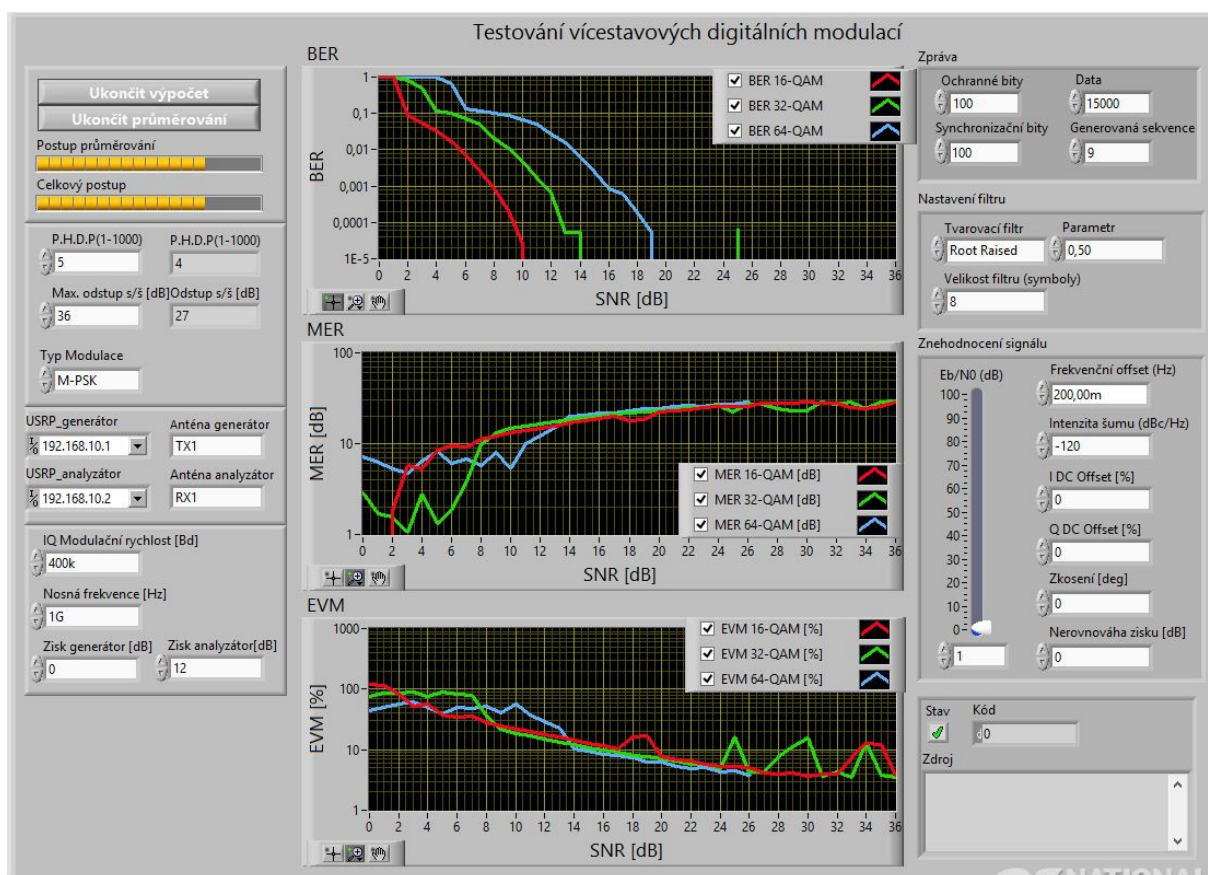
## 5.4 Návrh automatického systému pro analýzu digitálně modulovaných signálů

Aby naměřené výsledky (grafy) chybovostí BER, MER, EVM a ostatních byly co možná nejpřesnější, je nutné provést opakovaně několik měření. Z několika naměřených hodnot pak provést aritmetický průměr a teprve potom výsledky vynést do grafů. Zejména u modulací M-QAM je to důležité, protože tyto modulace při nižších hodnotách odstupů signálu od šumu mají problémy rozlišit jednotlivé stavy. Chvilí vykazují nižší chybovost a náhle se konstelační diagram rozpadá a chybovost je obrovská, jak je to zobrazeno na Obr. 45. Vlevo je zobrazen diagram při odstupě s/š 22 dB, kde jsou jednotlivé stavy rozlišitelné. Vpravo je pak zobrazen stejný konstelační diagram se stejným odstupem s/š (22dB) i stejný typ modulace (16-QAM) o chvíli později. Jednotlivé stavy tentokrát software nedokázal správně identifikovat a diagram se kompletně celý rozpadl. Bitová chybovost v tom případě stoupla na hodnoty kolem 1.



Obr. 45: Konstelační diagram 16-QAM při odstupu signálu od šumu 22dB

Jednotlivé naměřené hodnoty v této práci budou vyneseny do přehledných grafů a budou průměrovány z nejméně 100 hodnot. Platí, že čím více hodnot zprůměrujeme, tím přesnější a kvalitnější dostaneme výstupní graf. Protože ruční měření tolika hodnot by bylo velice zdoluhavé a nepraktické, jelikož jednotlivých měření bude víc, rozhodl jsem se toto měření provádět zcela automaticky. Za tímto účelem jsem si vytvořil jednoduchý program, jehož grafický panel je uveden na Obr. 46.



Obr. 46: Systém pro automatické měření chyb digitálně modulovaných signálů

V levé horní části panelu jsou prvky, kterými nastavujeme počet změřených hodnot do aritmetického průměru. Čím více jednotlivých výsledků zprůměrujeme, tím přesnější budou výsledné grafy, ale výpočet bude trvat o to déle. Měření začíná na hodnotě odstavu s/š 0 dB. Nastavíme maximální měřený odstup s/š, který je defaultně nastaven na 36 dB. Vybereme taky typ vícecestavové modulace buďto M-PSK, nebo M-QAM. Ostatní ovládací a nastavovací prvky jsou rozebrány výše. Uprostřed panelu jsou pak tři grafy. V horním se vykresluje bitová chybovost měřené modulace, prostřední graf je pro vykreslení modulační chybovosti a spodní graf ukazuje velikost chyby vektoru EVM. Všechny tři grafy jsou závislé na odstavu s/š. Jednoduchou modifikací se systém dá změnit na měření závislosti chybovosti na zkosení diagramu aj. Zdrojový kód zde rozebírat nebudeme. Bude součástí přílohy této práce i se stručným popisem funkčnosti na přiloženém CD ve složce „*Mereni*“, pod názvem „*MERENI\_signal\_sum.vi*, *MERENI\_zkoseni.vi* a *MERENI\_nerovnovaha\_zisku.vi*“.

## 5.5 Kognitivní rádio

Kognitivní rádio představuje inteligentní systém, který se snaží monitorovat rádiovou aktivitu ve svém okolí a na základě toho se snaží nalézt nejlepší pásmo s nejlepším možným typem modulace a dalším nastavením pro požadovaný vlastní přenos. Hlavní požadavek na kognitivní rádio spočívá ve schopnosti měnit systémové parametry napříč širokému rozsahu (mnoho různých modulací, široký kmitočtový rozsah, variabilní šířka pásma, nebo variabilní úrovně na výstupu). Aby byly tyto požadavky splněny, je nezbytné, aby takovéto kognitivní rádio bylo založeno právě na softwarově definovaném rádiu SDR, které mu tyto změny umožňuje [19].

### 5.5.1 Návrh jednoduchého kognitivního rádia

Tento pokus vytvořit jednoduché kognitivní rádio není přímo zadáním diplomové práce, ale byl to vlastní nápad, který jsem se pokusil zrealizovat. Spočívá v tom, že na analyzátoru měříme modulační chybovost a podle těchto hodnot se automaticky přepínají jednotlivé typy modulace. MER jsem si rozdělil do jednotlivých intervalů, přičemž každému intervalu je přidělena modulace, která je nejvíce vhodná a nevykazuje zde chyby při přenosu dat. Stupnice je uvedena v následující Tab. 7.

Tab. 7: Rozdělení MER do jednotlivých intervalů

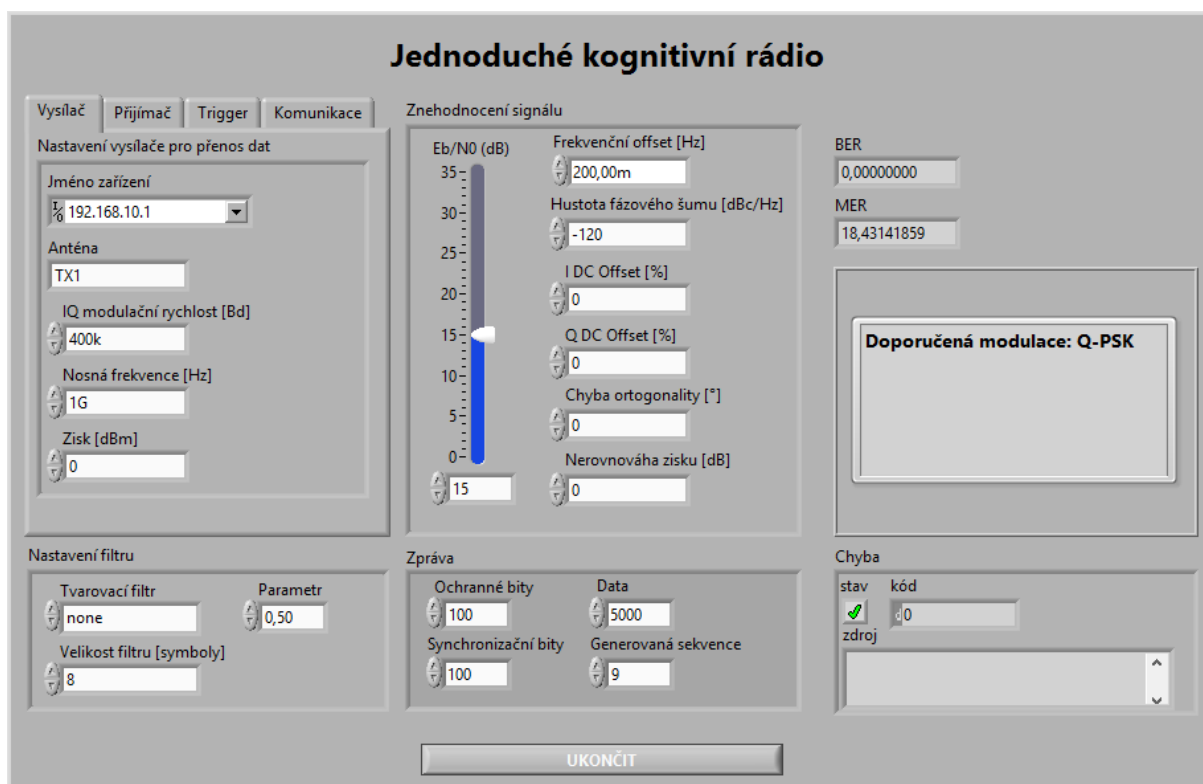
Modulace	Přidělené číslo	Interval hodnot MER [dB]
B-PSK	0	0 – 13
Q-PSK	1	13 – 19
8-PSK	2	19 – 22
16-QAM	3	22 – 25
32-QAM	4	< 25



Nachází-li se hodnoty MER v některém intervalu, bude se k přenosu používat příslušný typ modulace. Každému tomuto typu modulace je přiděleno celé číslo od 0 do 4, viz tabulka 7. Funkce pro zjištění intervalu, ve kterém se aktuální hodnota nachází, vrací binární zápis daného čísla a to se převede na desítkové číslo. Toto je pak další funkcí převedeno na 1 Byte, který se vyše pomocí ASK modulace z přijímacího USRP zařízení do Generujícího USRP zařízení, jelikož každé toto zařízení disponuje dvěma větvemi (vysílání a příjem). Je tedy možné vytvořit plně duplexní spojení. Na straně generátoru se pak demoduluje přijatá informace a převede na číslo odpovídající typu modulace, která se má pro vysílání používat.

- **Funkce Int\_Byte\_converter** – převádí číslo na 1 byte pro přenos a naopak.
- **Funkce Dekodér\_modulace** – Zpracuje číslo, které identifikuje použitou modulaci.
- **Funkce Interval** – Zpracuje aktuální hodnotu MER a na jejím základě určí číslo modulace.
- **Funkce ASK\_MOD** – Přenos čísla jako 1 bytu pomocí modulace ASK z analyzátoru do generátoru.

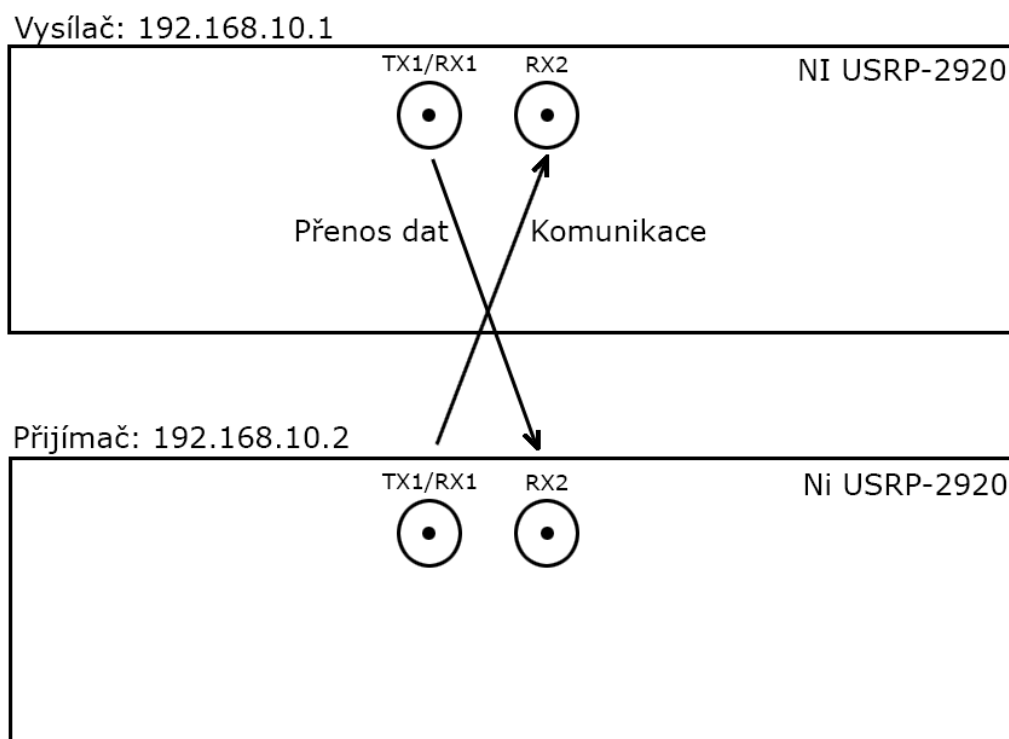
Zdrojové kódy zde rozebírány nebudou. jsou součástí přílohy ve složce „Kognitivni\_radio“ pod názvem „Radio.vi“. Tento soubor je nutné spustit jako hlavní. Ostatní součásti nejsou v tomto případě samostatně funkční. Ovládací panel kognitivního rádia je na Obr. 47.



Obr. 47: Ovládací panel jednoduchého kognitivního rádia

Na tomto panelu je možné měnit kvalitu signálu nastavením různých degradačních vlivů. Změna těchto vlivů se projeví jako degradace signálu na analyzátoru. Další softwarové komponenty tento stupeň degradace signálu pak vyhodnocují a nastaví takový typ modulace, který bude vhodný pro bezproblémový přenos. Použitá modulace je pak zobrazena hlášením v indikačním okénku a nastavená jak pro vysílač, tak i pro přijímač.

Je důležité správné nastavení vysílacích a přijímacích parametrů a to především IP adresy vysílačů a přijímačů se správně definovanými anténami. Generátor musí vysílat na anténě TX1 (jiná možnost není), ale analyzátor musí přijímat na anténě RX2. V opačném případě při domlouvání typu používané modulace musí vysílací strana mít nastavenou IP adresu analyzátoru s anténou TX1 a přijímací strana pak musí mít IP adresu generátoru s anténou RX2. Schéma pro toto nastavení je na Obr. 48.

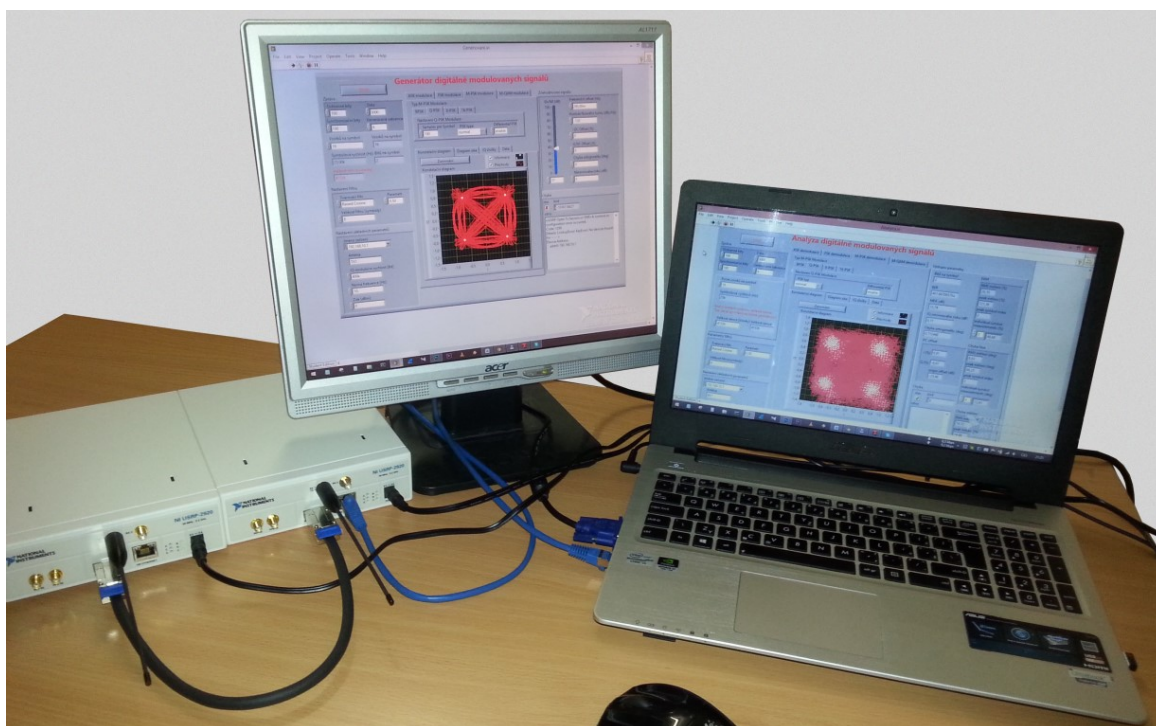


Obr. 48: Schéma nastavení pro kognitivní rádio

## 6 Diskuze dosažených výsledků

### 6.1 Měřicí pracoviště

Pro měření byly použity dvě zařízení USRP 2920, z nichž jedno bylo používáno jako vysílač a druhé jako přijímač signálu Obr. 49. Frekvence pro vysílání a příjem signálu byla nastavena na 1 GHz, protože se zde nenachází žádné rušení od okolních vysílačů. Pro generování i analýzu digitálně modulovaných signálů byl použit notebook se systémem Windows 8.1 Professional, který disponuje procesorem Intel Core i5-3317U s maximální frekvencí 2,6 GHz, 8 GB operační paměti DDR3, grafickou kartou NVIDIA GeForce GT 635M s 2 GB vlastní paměti a Gigabitovou síťovou kartou Realtek.



Obr. 49: Pohled na měřicí soustavu

### 6.2 Měření více stavových M-PSK modulací

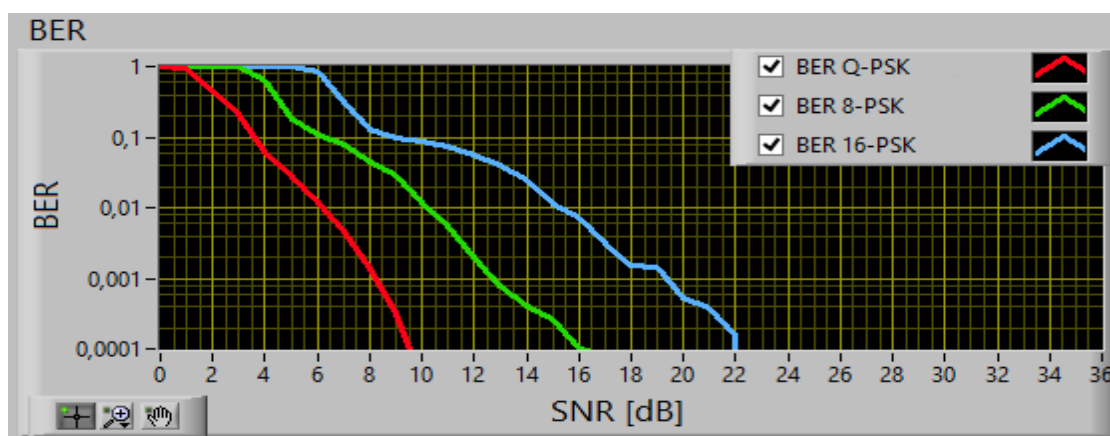
Při tomto měření byly analyzovány přenosové vlastnosti M-PSK modulace v modifikacích Q-PSK, 8-PSK a 16-PSK bez použití tvarovacího filtru a s použitím tvarovacích filtrů Raised Cosine a Root Raised Cosine. Měřené veličiny byly bitová chybovost (BER), modulační chybovost (MER) a velikost chyby vektoru (EVM). Klíčování probíhá pouze pomocí změny fáze. Proto se tento typ modulací řadí mezi ty jednodušší.



## 6.2.1 Naměřené grafy bitové chybovosti BER

### Bez tvarovacího filtru

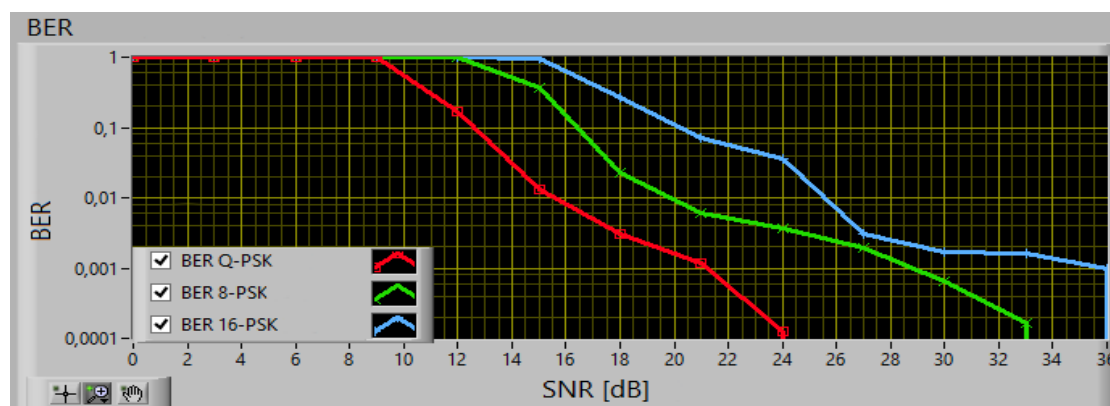
Následující graf Obr. 50 ukazuje postup klesání bitové chybovosti v porovnání pro M-PSK modulace v jejich nejzákladnějších modifikacích. Podle předpokladu nejrychleji klesala nejméně náročná modifikace Q-PSK, která obsahuje 4 symboly a v každém je schopna přenášet dva bity. Za ní následovala modifikace 8-PSK se třemi bity na jeden stav a nejpomaleji klesala modifikace 16-PSK se čtyřmi bity na jeden stav.



Obr. 50: Porovnání M-PSK modulací podle bitové chybovosti bez tvarovacího filtru

### S tvarovacím filtrem Raised Cosine

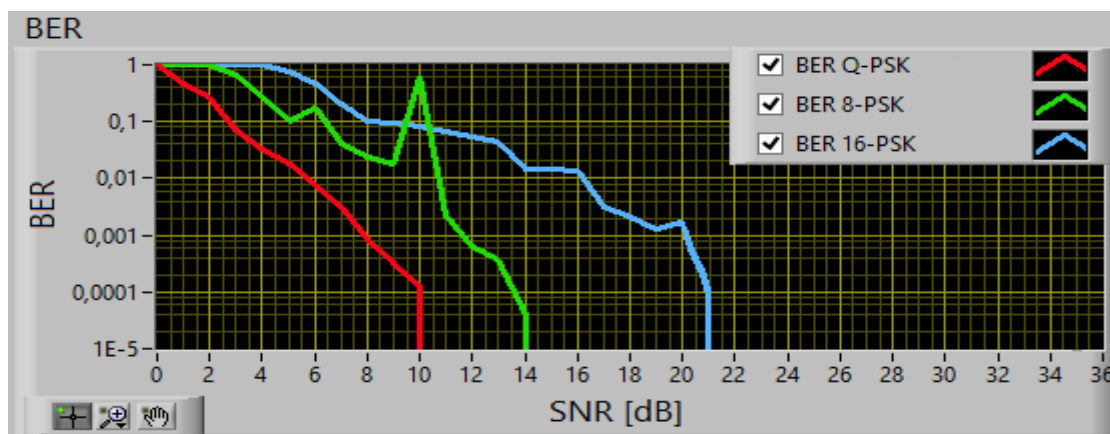
V tomto grafu Obr. 51 se použití filtru Raised Cosine výrazně projevilo. Grafy jednotlivých M-PSK modulací sice klesají, jak se očekává, zdaleka ale ne tak strmě, jako v případě vypnutí filtru. Nebo jako v případě použití druhého filtru Root Raised Cosine na následujícím grafu Obr. 52.



Obr. 51: Porovnání M-PSK modulací podle bitové chybovosti s filtrem Raised Cosine

## S tvarovacím filtrem Root Raised Cosine

Průběhy chybovosti s použitím filtru Root Raised Cosine Obr. 52 měly opět strmější charakteristiku. Data přenášená nejsložitější modifikací 16-PSK se přenášela bez chyby od hodnoty odstupu s/š 21 dB. Za povšimnutí stojí graf 8-PSK (zelený), kde razantně z něho nic stoupla chybovost a pak opět klesla na správné hodnoty. Je to následek mechanické manipulace s anténami.

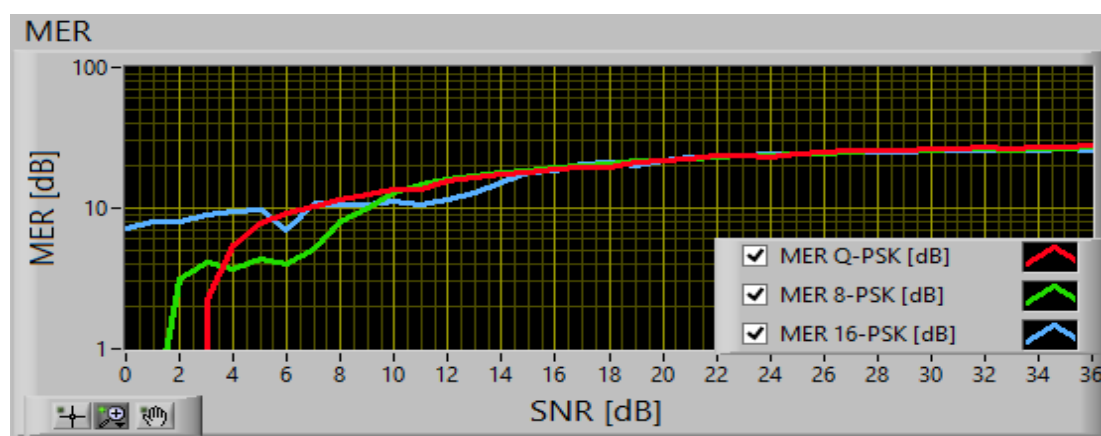


Obr. 52: Porovnání M-PSK modulací podle bitové chybovosti s filtrem Root Raised Cosine

## 6.2.2 Naměřené grafy modulační chybovosti MER

### Bez tvarovacího filtru

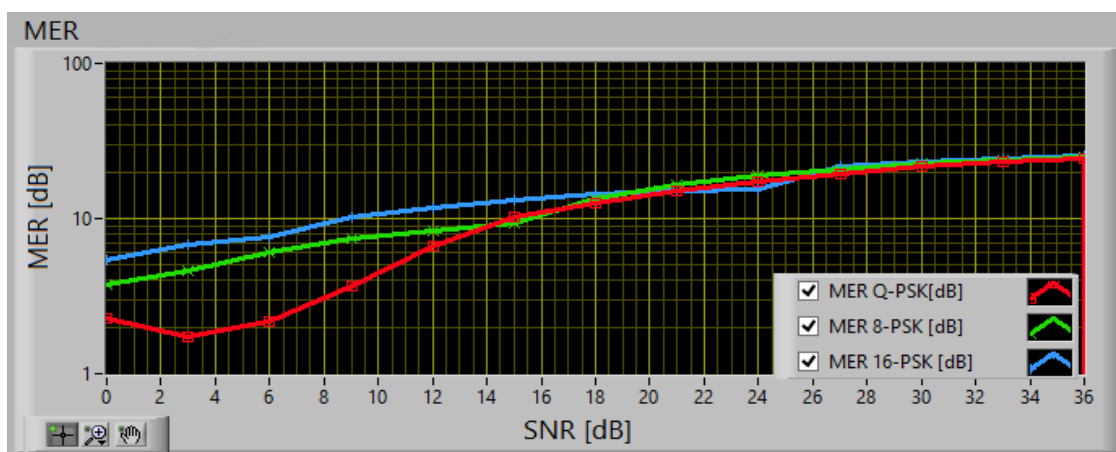
Modulační chybovost má stoupající charakter. Čím je tato hodnota vyjádřena v dB vyšší, tím kvalitnější je přenosový kanál. Na Obr. 53 je graf srovnání MER pro nejzákladnější modifikace M-PSK modulační chybovosti s vypnutým tvarovacím filtrem. Zřetelné je, že od určité hodnoty odstupu s/š v grafu, tj. cca 16 dB, se tato chyba téměř sjednotila.



Obr. 53: Porovnání M-PSK modulací podle modulační chybovosti bez tvarovacího filtru

### S tvarovacím filtrem Raised Cosine

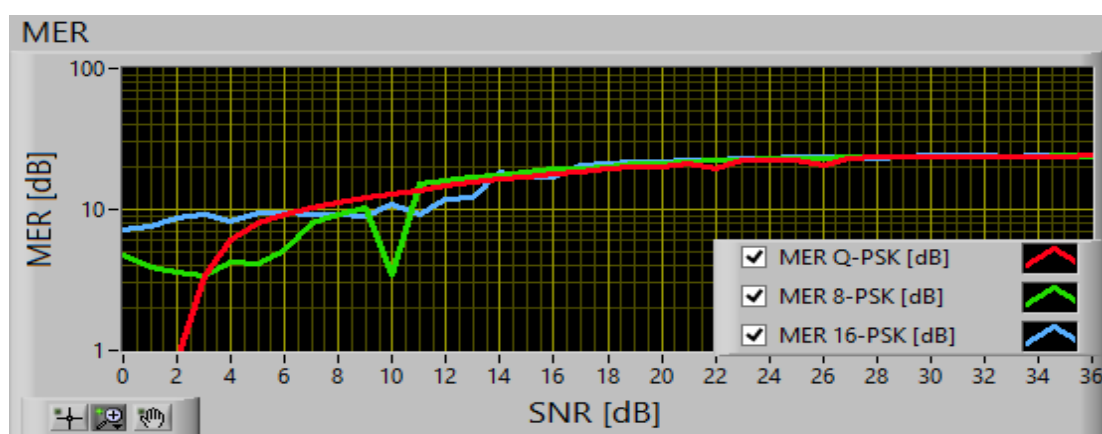
Srovnání MER chybovosti s použitím Raised Cosine filtru. Tento filtr způsoboval vyšší chybovost u všech měření a kladl vyšší nároky na kvalitu přenosového kanálu. Proto ke sjednocení došlo asi od 26 dB odstupe s/š.



Obr. 54: Porovnání M-PSK modulací podle modulační chybovosti s filtrem Raised Cosine

### S tvarovacím filtrem Root Raised Cosine

Použití tvarovacího filtru Root Raised Cosine opět snížilo nároky na kvalitu přenosu. MER pro základní modifikace M-PSK modulační se sjednotila přibližně na 14 dB. Opět zde v tomto grafu stojí za povšimnutí zelený průběh 8-PSK v hodnotě s/š 10 dB. Stejně jako v případě BER na Obr. 52 bylo v tomto čase manipulováno s anténami. Pokud bitová chybovost stoupla, modulační chybovost vyjádřená pomocí dB musela naopak klesnout, což graf na Obr. 55 dokazuje.

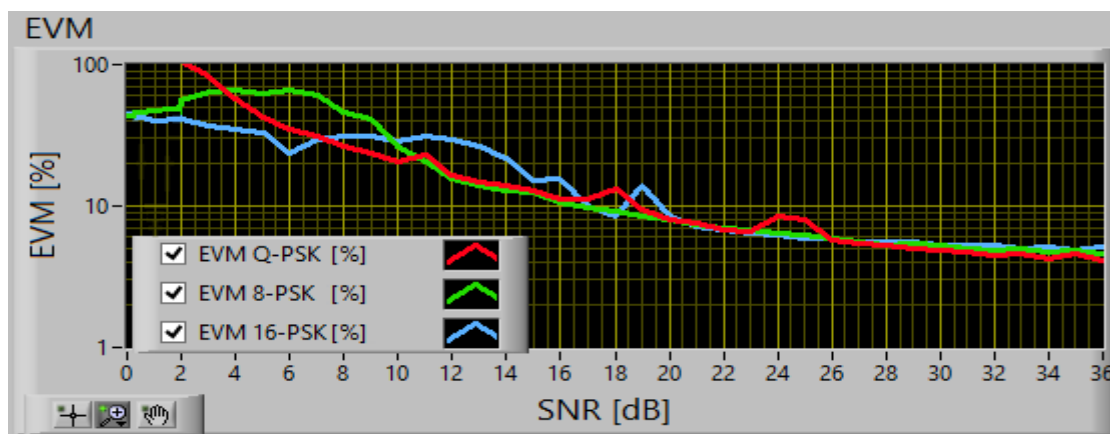


Obr. 55: Porovnání M-PSK modulací podle modulační chybovosti s filtrem Root Raised Cosine

## 6.2.3 Naměřené grafy velikosti chybového vektoru EVM

### Bez tvarovacího filtru

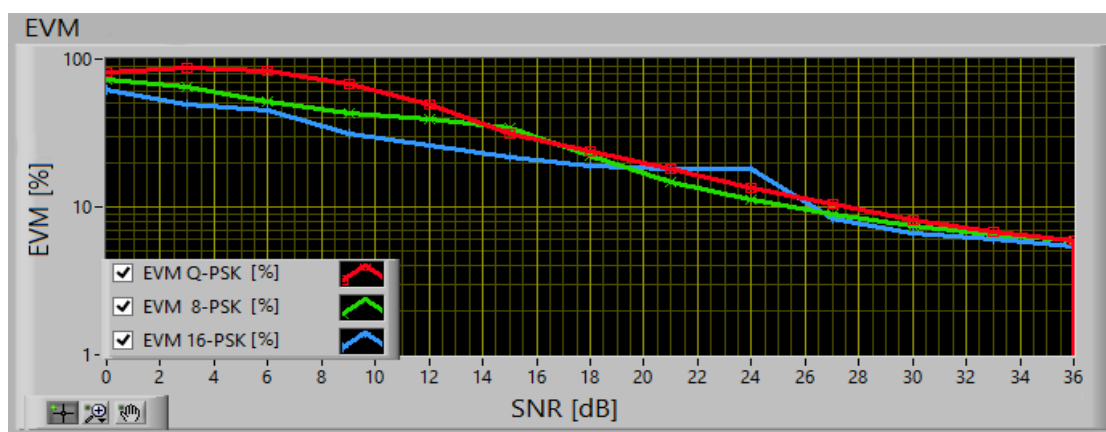
EVM je chyba, kterou měříme v procentech, a která říká, jak velká je odchylka přijatého vektoru od vektoru ideálního. Čím je tato odchylka menší, tím je i hodnota EVM menší. Na začátku každého měření tato chyba dosahovala více než 100%, což značí absolutní chybu. Se zvyšujícím se odstupem s/s pak EVM chyba začíná klesat a od určité hodnoty by se průběhy téměř sjednocovaly. Na Obr. 56 je znázorněn graf, který srovnává tuto chybu M-PSK modulací s vypnutým tvarovacím filtrem.



Obr. 56: Porovnání M-PSK modulací podle EVM bez tvarovacího filtru

### S tvarovacím filtrem Raised Cosine

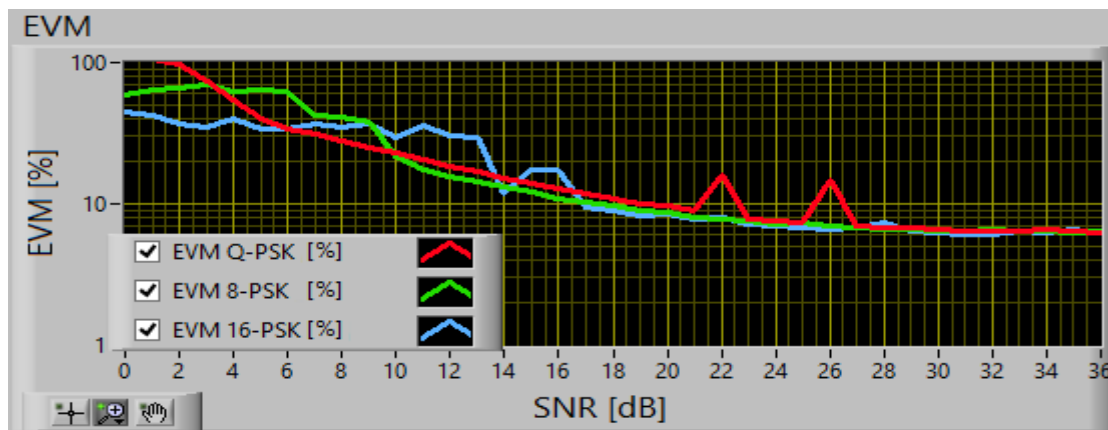
Graf na Obr. 57 srovnává chybu EVM s použitím Raised Cosine filtru. Tento filtr stejně jako v ostatních případech způsoboval větší nároky na kvalitu přenosu.



Obr. 57: Porovnání M-PSK modulací podle EVM s filtrem Raised Cosine

## S tvarovacím filtrem Root Raised Cosine

Poslední graf analýzy M-PSK modulací je na následujícím Obr. 58 a srovnává chybu EVM pro základní modifikace M-PSK modulací s použitím tvarovacího filtru Root Raised Cosine.



Obr. 58: Porovnání M-PSK modulací podle EVM s filtrem Root Raised Cosine

## 6.3 Měření parametrů více stavových M-QAM modulací

Při tomto měření byly analyzovány veličiny bitové chybovosti (BER), modulační chybovosti (MER) a velikosti chyby přijatého vektoru (EVM) pro M-QAM modulace v modifikaci 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM a to bez použití tvarovacího filtru tak i s použitím tvarovacích filtrů Raised Cosine a Root Raised Cosine.

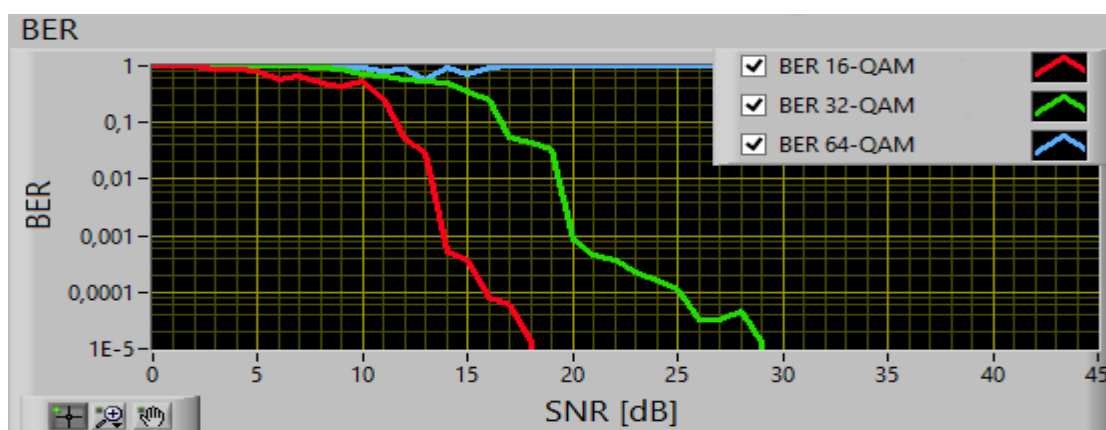
Tyto modulace jsou o něco složitější, než modulace M-PSK proto, že kromě změny fáze se v generátoru klíčuje i změna amplitudy. Podobně v analyzátoru se přijatý symbol určuje z těchto dvou klíčovacích parametrů. To má za následek nutnost zajistit kvalitní hardware a přenosový kanál s co největším odstupem signál/šum. Jak bude vidět z následujících grafů, tak hodnoty BER, byly při měření těchto modulací hodně rozkolísané. Také prahy, kdy začala stoupat MER chybovost vyjádřená v dB, se razantně posunuly na daleko vyšší hodnoty, viz následující grafy.

### 6.3.1 Naměřené grafy bitové chybovosti BER

Při měření bitové chybovosti u M-QAM modulací nebylo zdaleka dosaženo takových výsledků, jako v modulacích M-PSK. U všech grafů tato chybovost nejlépe klesala u modifikace 16-QAM, která byla asi jako jediná přesná a klesala podle očekávání. V Případě 32-QAM modifikace byly průběhy někdy ještě snesitelné. Nejhuře dopadlo měření 64-QAM, kde nebylo dosaženo fakticky žádných výsledků, a chybovost neklesala. Konstelační diagram této modulace se v jednom kuse otáčel a rozpadal. Vyšší a složitější modifikace jako 128 a 256-QAM už pak nemělo smysl měřit.

### Bez tvarovacího filtru

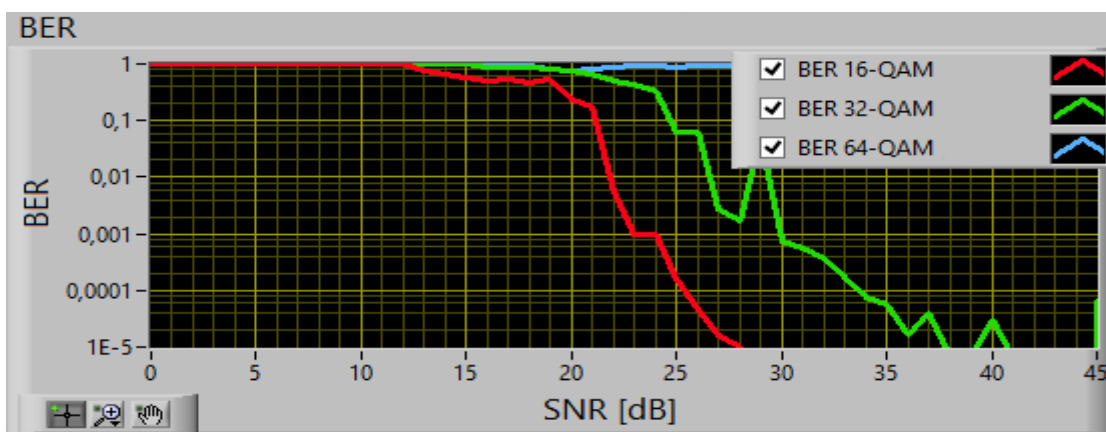
Graf na Obr. 59 srovnává chybovost základních používaných M-QAM modulací s vypnutým tvarovacím filtrem. Červený průběh modulační 16-QAM podle očekávání klesal nejrychleji. Vyšší modifikace 32-QAM potom klesala o něco pomaleji, ale dosahovala dobrých výsledků. V případě modulační 64-QAM se bitová chybovost nedostala pod hodnotu 1, což značí chybu při přenosu 100 %.



Obr. 59: Porovnání modulací M-QAM podle bitové chybovosti bez tvarovacího filtru

### S tvarovacím filtrem Raised Cosine

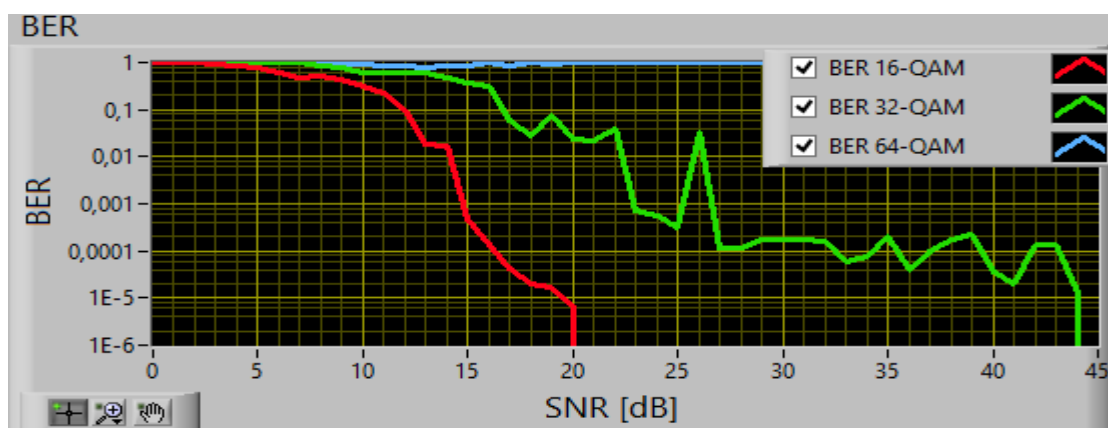
Graf na následujícím Obr. 60 porovnává bitovou chybovost M-QAM modulací s použitím tvarovacího filtru Raised Cosine. Podle očekávání z měření M-PSK modulací měl tento filtr za následek pozvolnější pokles chyb při přenosu. To znamená, že vyžaduje opět vyšší nároky na kvalitu přenosového kanálu.



Obr. 60: Porovnání modulací M-QAM podle bitové chybovosti s filtrem Raised Cosine

### S tvarovacím filtrem Root Raised Cosine

Na Obr. 61 je graf, který srovnává M-QAM modulace s použitým filtrem Root Raised Cosine. V případě 16-QAM modifikace (červený průběh) se snížily nároky na přenosový kanál. Modulace 32 - QAM s tímto filtrem vykazovala zvýšenou chybovost a bezchybný byl přenos dat až při odstupu s/š 44 dB, což už bylo na hraně měřeného rozsahu. 64-QAM byla opět nezměřená.

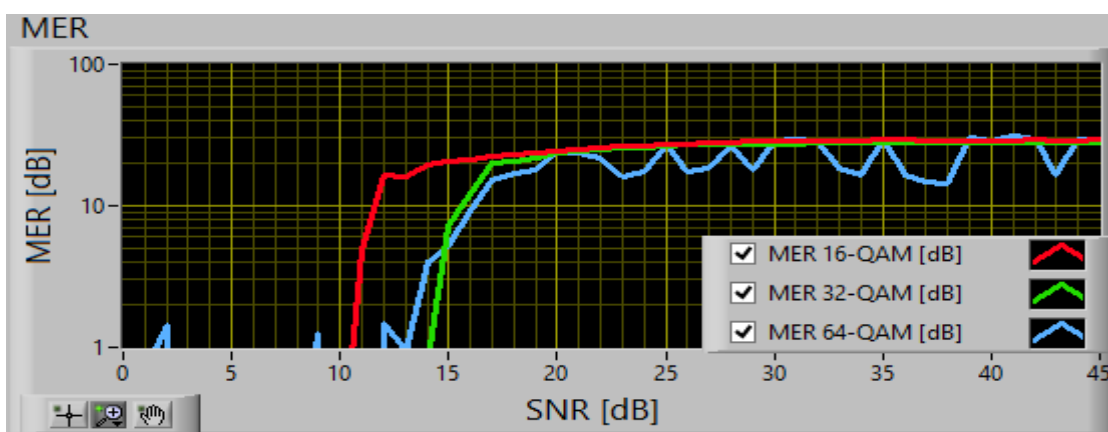


Obr. 61: Porovnání modulací M-QAM podle bitové chybovosti s filtrem Root Raised Cosine

### 6.3.2 Naměřené grafy modulační chybovosti MER

#### Bez tvarovacího filtru

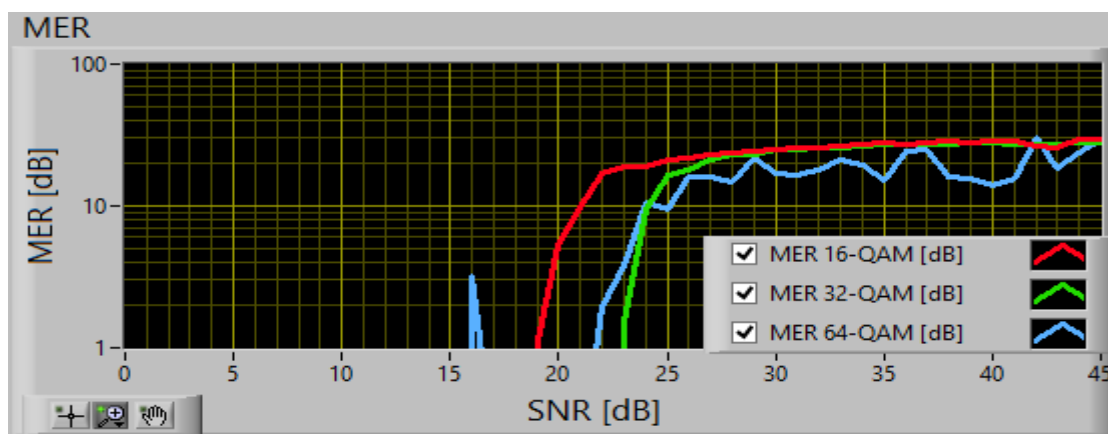
V následujícím grafu na Obr. 62 jsou znázorněny průběhy modulačních chybovostí M-QAM modulací. Výrazně je zde vidět, že tato chyba se začala zmenšovat od daleko vyšších hodnot, než v případě modulací M-PSK. V grafu pro 16-QAM modulaci to byla hodnota odstupu s/š asi 11 dB, kdy se začala modulační chybovost v dB zmenšovat. Modrý průběh 64-QAM modulace se skokově mění. Důsledkem tohoto chování je neustále se otáčející a rozpadající konstelační diagram.



Obr. 62: Srovnání M-QAM modulací podle modulační chybovosti bez tvarovacího filtru

### S tvarovacím filtrem Raised Cosine

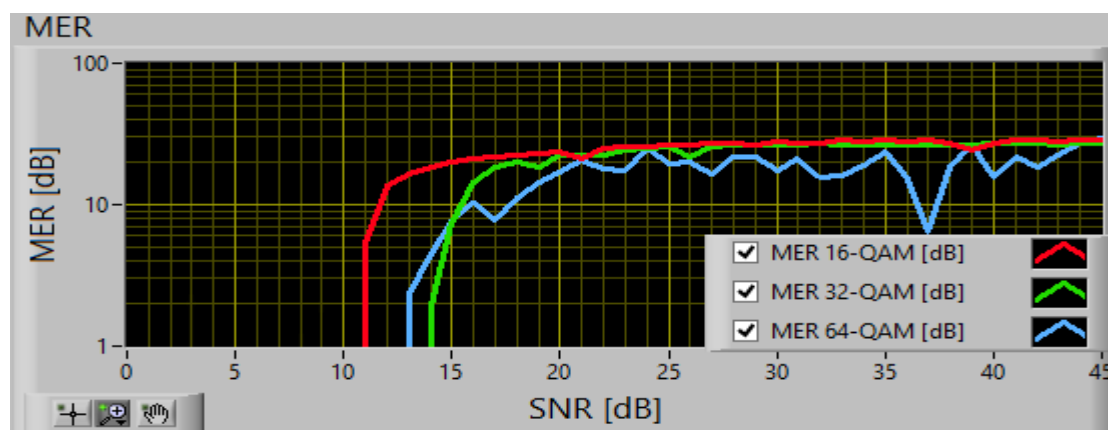
Následující graf na Obr. 63 srovná průběhy MER chybovosti M-QAM modulací s použitím filtru Raised Cosine. Podle očekávání se práh, kdy se tato chybovost začala zmenšovat, posunul na daleko vyšší úroveň odstupů s/š, než tomu je v případě vypnutého filtru a filtru Root Raised Cosine. Stejně jako v předchozím grafu na Obr. 62 se konstelační diagram 64-QAM modulace rozpadal a na grafu je to znát.



Obr. 63: Srovnání M-QAM modulací podle modulační chybovosti s filtrem Raised Cosine

### S tvarovacím filtrem Root Raised Cosine

Filtr Root Raised Cosine opět posunul práh, kdy se začala modulační chyba snižovat na nižší hodnoty odstupů s/š. Pro 16-QAM to bylo od asi 11 dB. Na grafu jsou znovu dobře znát rozpady konstelačního diagramu modulace 64-QAM. Ostatní dva průběhy pro 16 a 32-QAM modulace se sjednotily na skoro stejné hodnoty.



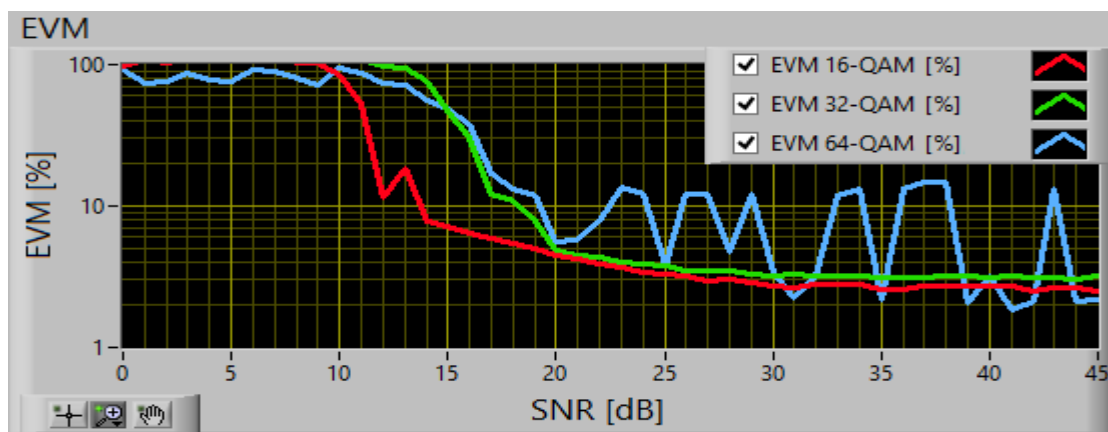
Obr. 64: Srovnání M-QAM modulací podle modulační chybovosti s filtrem Root Raised Cosine



### 6.3.3 Naměřené grafy velikosti chybového vektoru EVM

#### Bez tvarovacího filtru

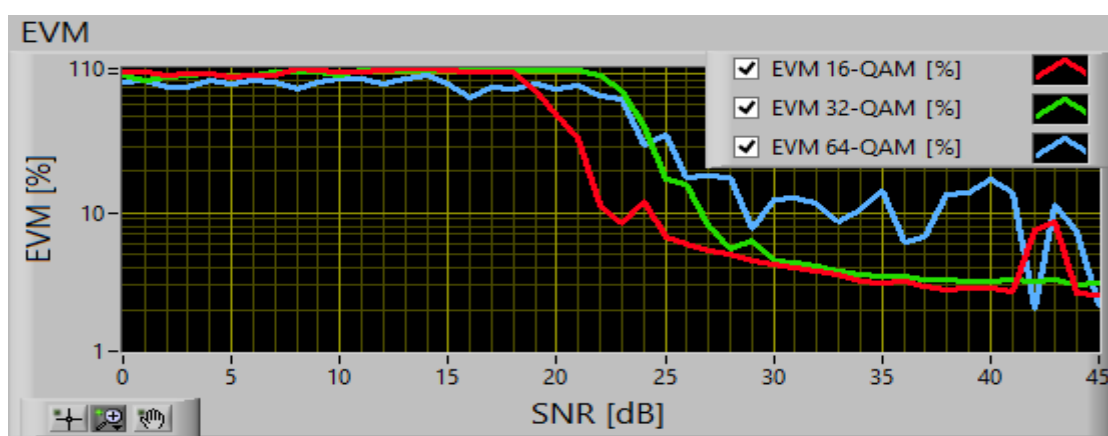
S vypnutým tvarovacím filtrem Obr. 65 dosahovaly modulační 16-QAM a 32-QAM slušných hodnot. V případě 64-QAM je znatelný neustálý rozpad konstelačního diagramu častými skokovými změnami této chyby.



Obr. 65: Srovnání M-QAM modulací podle velikosti chyby vektoru s bez filtru

#### S tvarovacím filtrem Raised Cosine

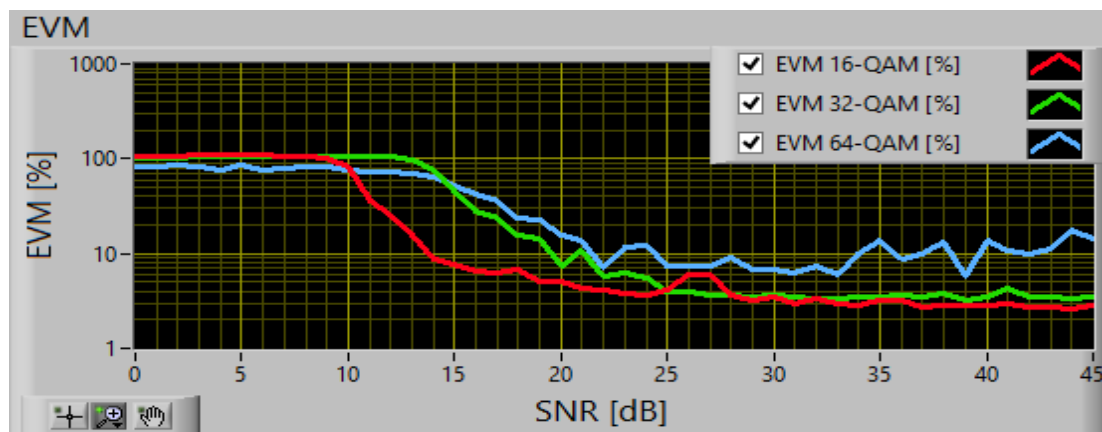
Použití filtru Raised Cosine Obr. 66 způsobilo vyšší nároky na kvalitu přenosu a posunutí meze, kdy chyba začala klesat na vyšší hodnoty odstupů s/š.



Obr. 66: Srovnání M-QAM modulací podle velikosti chyby vektoru s filtrem Raised Cosine

#### S tvarovacím filtrem Root Raised Cosine

Použití filtru Root Raised Cosine Obr. 67 posunulo mez dle očekávání na nižší hodnoty odstupů s/š. Na grafu 64-QAM modulační je stále vidět neustálý rozpad konstelačního diagramu.

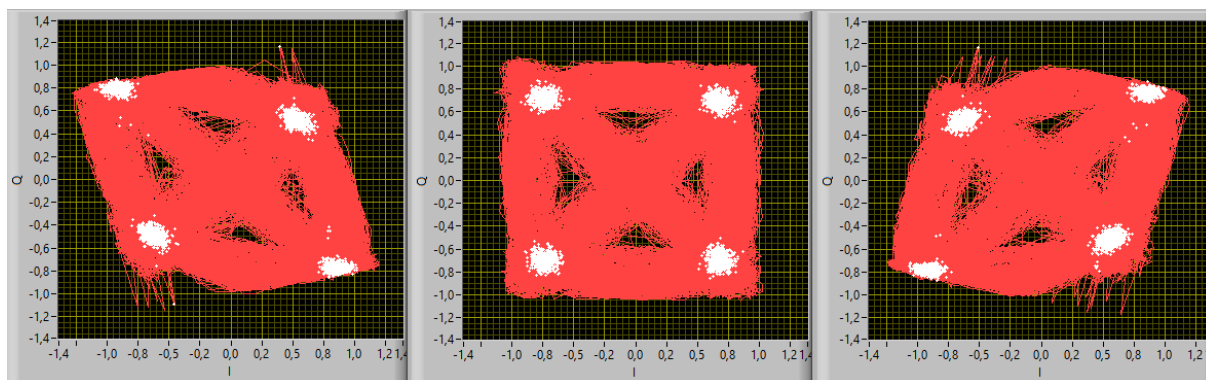


Obr. 67: Srovnání M-QAM modulací podle velikosti chyby vektoru s filtrem Root Raised Cosine

## 6.4 Měření degradace chybou ortogonalit

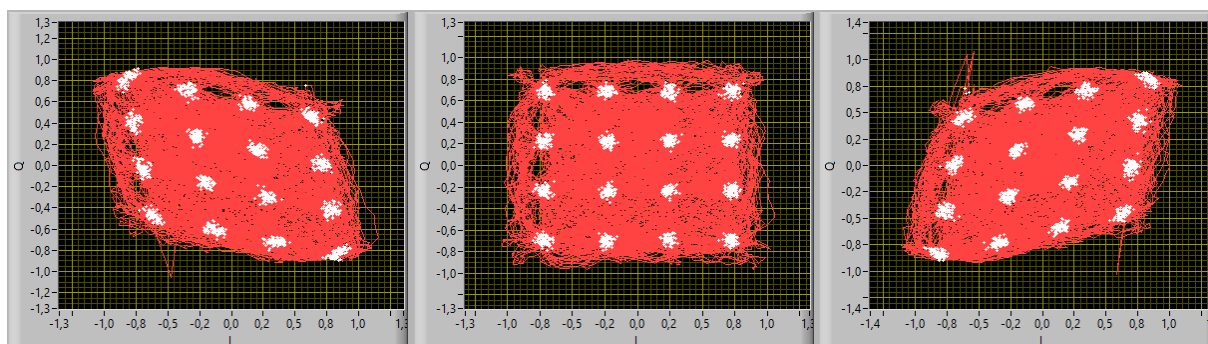
Parametrem zkosení v bloku „*zhodnocení signálu*“ máme možnost simulovat chybu ortogonalit konstelačního diagramu a analyzovat chování dané modulační pomoci analyzátoru. Tato chyba se projevuje na nesprávném rozlišení jednotlivých symbolů a zvyšuje se chybovost. Zkosení bylo měřeno od minimální možné hodnoty  $-30^\circ$  do hodnoty  $+30^\circ$ , kterou je maximálně možné nastavit a bylo prováděno na signálu, který byl ovlivněn bílým šumem s odstupem 30 dB.

První měření v grafech, zobrazeno červeně, bylo prováděno na modulaci Q-PSK. Na Obr. 68 vlevo je diagram zkosený kvadraturním offsetem o  $-25^\circ$ . Prostřední graf je v ideální podobě a graf na pravé straně obrázku je zkosen o  $+25^\circ$ .



Obr. 68: Ukázka zkosení konstelačního diagramu Q-PSK

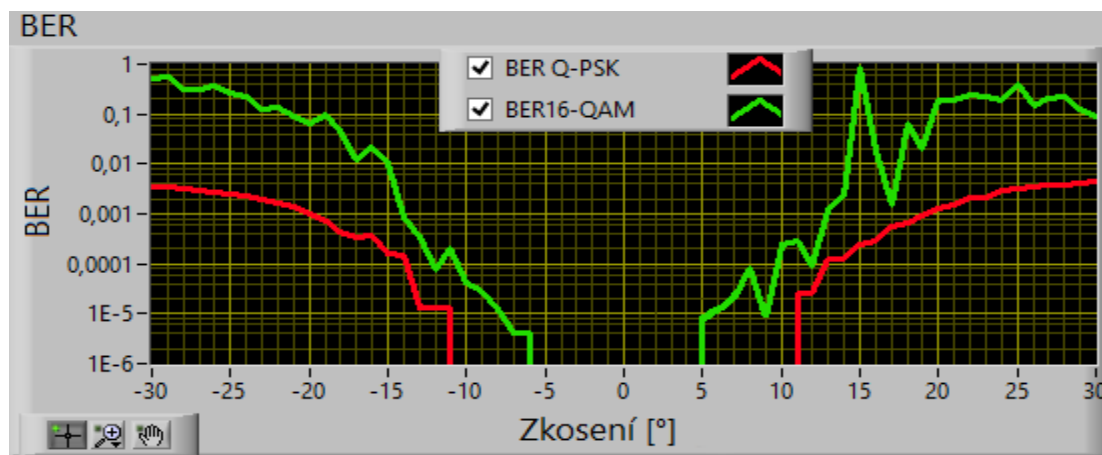
Stejně jako v případě Q-PSK byla analyzována závislost základní mnohostavové modulační 16-QAM (v grafech zeleně). Na Obr. 69 je ukázka diagramu zkoseného o  $-25^\circ$  vlevo, uprostřed je diagram 16-QAM modulační v ideální nedegradované podobě a na pravé straně je diagram zkosen o  $+25^\circ$ .



Obr. 69: Ukázka zkosení konstelačního diagramu 16-QAM

### Graf pro bitovou chybovost

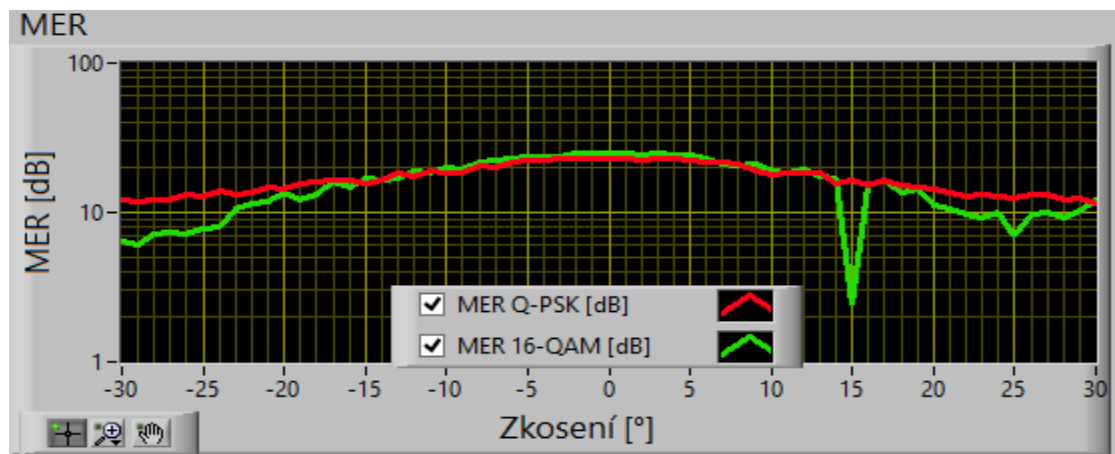
Následující graf na Obr. 70 zobrazuje bitovou chybovost při kvadraterním zkosení od  $-30^\circ$  do  $+30^\circ$ . Chybovost postupně klesala se zmenšujícím se zkosením, až dosáhla nulových hodnot. Postupnou degradací diagramu na druhou stranu se pak počet chyb v přenosu začal opět zvětšovat. V grafu porovnání chování modulace Q-PSK a 16-QAM (tato modulace je daleko náročnější na kvalitu přenosu, a proto není průběh tak hladký, jako v případě Q-PSK. Klesající a stoupající charakter je však dobře znatelný. V porovnání obou typů modulací je 16-QAM znatelně náročnější.



Obr. 70: Graf bitové chybovosti při různém zkosení konstelačního diagramu

### Graf pro modulační chybovost

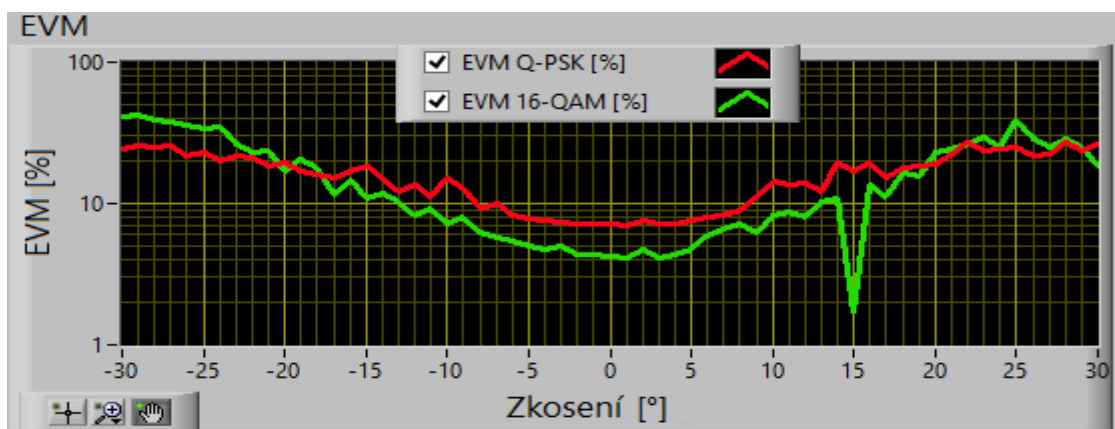
Modulační chybovost se snižujícím stupněm zkosení stoupala a při zkosení konstelačního diagramu na druhou stranu opět postupně klesala Obr. 71. Propad zeleného průběhu modulace 16-QAM v bodě zkosení  $+15^\circ$  byl způsoben rozpadem konstelačního diagramu.



Obr. 71: Graf modulační chybovosti při různém zkosení konstelačního diagramu

### Graf pro velikost chyby vektoru

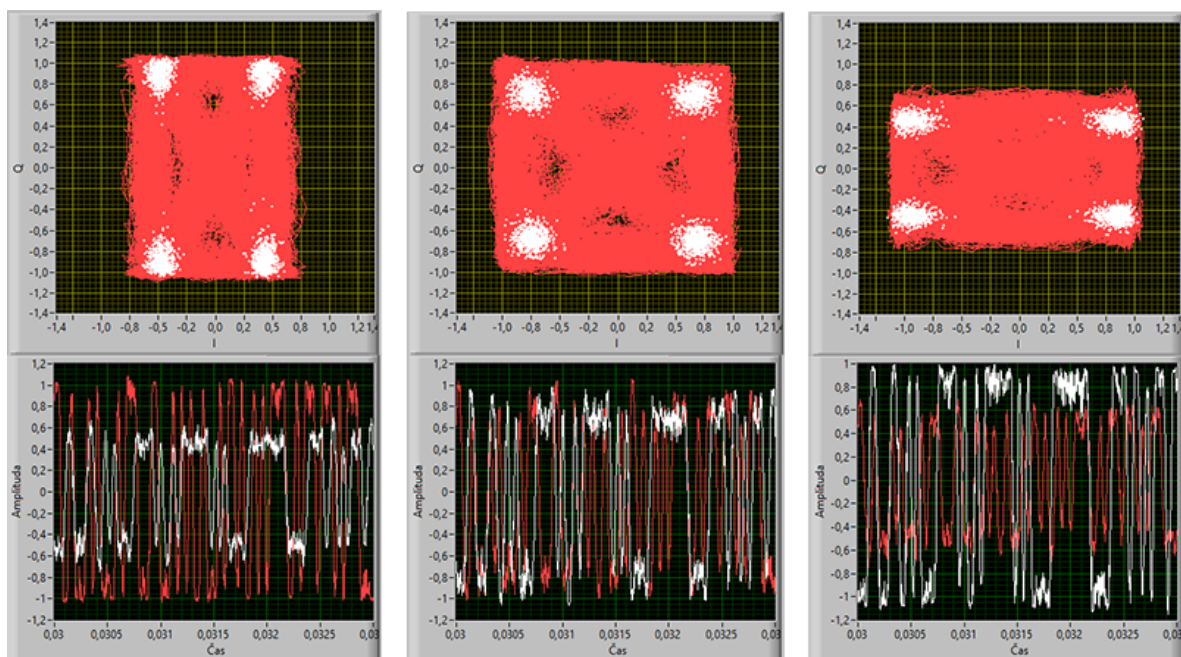
Graf na Obr. 72 zobrazuje průběh chyby EVM, která podle očekávání nejdříve klesala a při zvyšování degradace zkosením na druhou stranu začala stoupat.



Obr. 72: Graf chyby vektoru při různém zkosení konstelačního diagramu

## 6.5 Měření degradace chybou nerovnováhy zisku

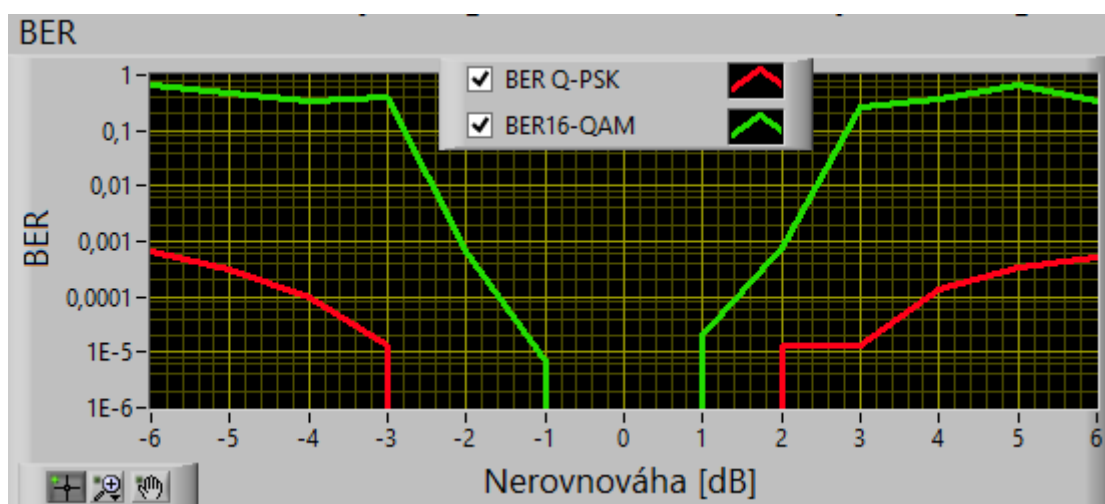
Poslední měření mělo za cíl analyzovat chování základních parametrů DMS při změnách parametru nerovnováhy zisku. Ten je možné nastavit na hodnoty od -6 do 6 dB. Je to vlastně chyba různých amplitud I a Q složek v signálu. Na Obr. 73 vlevo je Q-PSK konstelační diagram ovlivněný bílým šumem s menším ziskem v I složce, uprostřed je správně zobrazený diagram a napravo je diagram degradován menším ziskem v Q složce signálu.



Obr. 73: Vliv nerovnováhy zisku I a Q složek na Q-PSK modulaci

### Graf pro bitovou chybovost

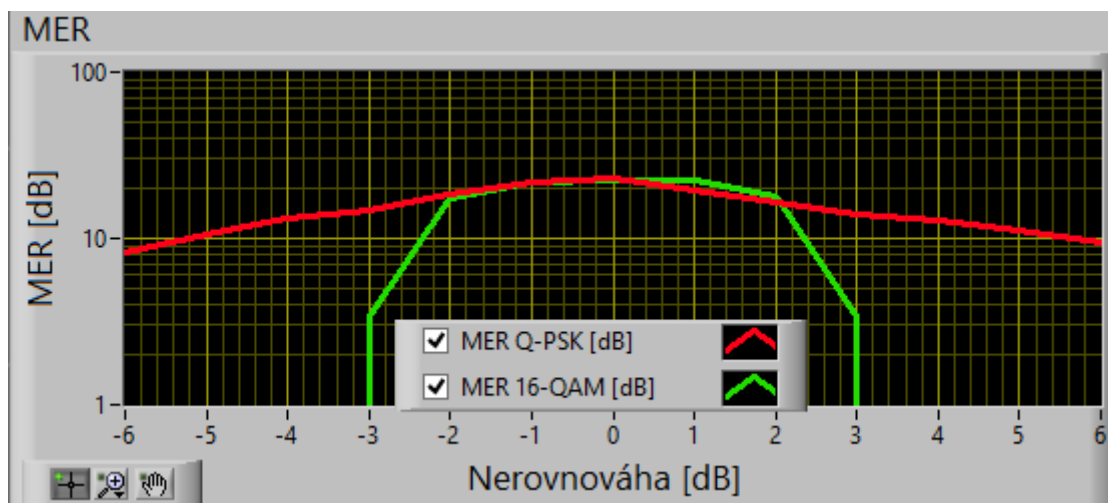
Podle očekávání na tom byla modulace Q-PSK výrazně lépe, než 16-QAM, která dosahovala ztelně vyšší chybovosti a vyžaduje tedy i kvalitnější přenosový kanál, což dokazuje graf na Obr. 74. Zatímco pomocí Q-PSK se data přenášela s menším množstvím chyb a bezchybně se mohly přenášet v intervalu -3 dB až +2 dB, tak v případě 16-QAM byl tento interval snížen zmenšen -1 dB do 1 dB a chybovost měla ztelně strmější stoupání.



Obr. 74: Vliv nerovnováhy zisku na bitovou chybovost

### Graf pro modulační chybovost

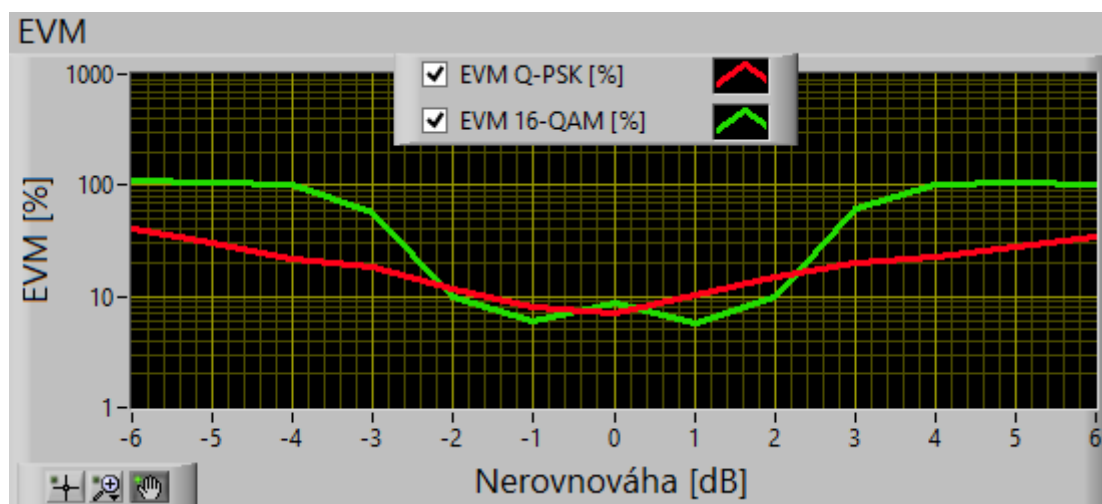
Zajímavý je graf modulační chybovosti pro 16-QAM. Od -3 dB začala klesat bitová chybovost (Obr. 74) a modulační chybovost strmě stoupala Obr. 75. Ve chvíli, kdy bitová chybovost znovu stoupala, modulační chybovost naopak strmě klesala. U méně náročné Q-PSK modulace byl tento průběh znatelně pozvolnější.



Obr. 75: Vliv nerovnováhy zisku na modulační chybovost

### Graf pro velikost chyby vektoru

Graf velikosti chybového vektoru Obr. 76 opět ukazuje, že se zmenšující se chybou amplitudy v I složce tato chyba klesá a naopak při snižování zesílení Q složky se chyba začne zvětšovat. V případě méně náročné modulace Q-PSK je tento průběh pozvolnější v porovnání s modulací 16-QAM.



Obr. 76: Vliv nerovnováhy zisku na velikost chyby vektoru

## 7 Závěr

V první kapitole této diplomové práce byly popsány vlastnosti a principy základních digitálních modulací. Druhá i třetí kapitola se zabývá popisem a rozбором prostředků pro generování a analýzu digitálně modulovaných signálů jak klasickým způsobem v podobě vektor-signálových generátorů a analyzátorů, tak způsobem v podobě virtuální instrumentace na platformě PXI a především platformou USRP, jímž se tato diplomová práce zabývá.

Ve čtvrté kapitole je popsán rozbor navrhnutého systému pro generování a analýzu DMS. První z nich je systém pro generování DMS, druhý systém je pro účely analýzy těchto signálů. Generátor i analyzátor byl nejdříve vytvořen jen pro simulaci v počítači bez použití USRP zařízení a teprve potom byly kódy upraveny pro nasazení na USRP. Pro analýzu signálů byl vytvořen automatický systém pro měření základních parametrů (BER, MER, EVM), který měření, průměrování a kreslení grafů provádí zcela automaticky, rychle a efektivně. Z něj byly posléze získány grafy ukazující závislosti těchto parametrů na velikosti odstupů signálu od šumu. Tento s/š odstup byl postupně s každým měřicím cyklem automaticky inkrementován a výsledné hodnoty pro každou velikost odstupů s/š zaznamenávány do grafů. Každá zaznamenaná hodnota byla spočítána jako průměr z alespoň 100 hodnot pro co největší přesnost. Jednoduchou modifikací vznikly systémy pro měření chyby ortogonalita a nerovnováhy zisku I a Q složek.

Po prvotním nasazení na reálné USRP 2920 zařízení jsem se potýkal s mnoha problémy. Týkaly se především správné synchronizace a nastavení časových základů při přenosu dat. Taky nebylo dosaženo takových výsledných grafů jako v případě simulací pouze v počítači. Příčinou mohlo být silné zarušení okolí různými vysílači atd. Dobrých výsledků bylo dosaženo při méně náročných modulacích do 8 – 16 stavů. Při více stavech v modulacích typu QAM se konstelační diagramy rozpadaly i při vysokých hodnotách odstupů s/š.

Nad rámec zadání této diplomové práce byl vytvořen jednoduchý koncept funkčního plně duplexního kognitivního rádia, které na základě velikosti modulační chybovosti automaticky přepíná mezi jednotlivými typy digitálních modulací. Jeho účely jsou spíše demonstrační a ukázkové.

Poslední kapitola se zabývá rozбором a diskusí konečných naměřených hodnot a grafů.

Veškeré kompletní a funkční zdrojové kódy jsou součástí přílohy na CD. Podmínkou pro jejich spuštění je mít v počítači nainstalováno prostředí LabVIEW s nainstalovanou knihovnou Modulation Toolkit. Práce vznikla v LabVIEW 2013 Student Edition. Po dřívějších zkušenostech je možné, že pro spuštění kódů bude nutné disponovat stejnou, nebo novější verzí.

## Použité zdroje a literatura:

1. OSI Model. *OSI Model* [online]. 2012 [cit. 2014-03-17]. Dostupné z: <http://realitypod.com/2012/03/osi-model/>
2. Vektorový generátor. HOREVAJ, Michal a Rostislav KRÁMSKÝ. *Vektorový generátor* [online]. 2002 [cit. 2014-03-29]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/02034/index.html>
3. Doc. Ing. Jan Židek, CSc. *Digitální modulace, základní pohledy na signál*. Ostrava, 2012.
4. Jak funguje kvadrurní amplitudová modulace. *Jak funguje kvadrurní amplitudová modulace* [online]. 2009 [cit. 2014-01-11]. Dostupné z: <http://www.internetprovsechny.cz/jak-funguje-kvadrurni-amplitudova-modulace/>
5. SVOBODA, Jaroslav. *Telekomunikační technika: Zprávy, signály, přenosová prostředí*. 2. vyd. Praha: Nakladatelství sdělovací technika, 2000. ISBN 978-80-9019-364-2.
6. Chyby diskretních modulací. HOREVAJ, CSC., Doc. Ing. Michal. *Chyby diskretních modulací* [online]. 2012 [cit. 2014-03-17]. Dostupné z: [http://horevaj.com/horevaj/11\\_files/5.pdf](http://horevaj.com/horevaj/11_files/5.pdf)
7. Modulační chyba. *Modulační chyba* [online]. 2013 [cit. 2014-03-29]. Dostupné z: [http://www.horevaj.com/horevaj/K4\\_files/K4\\_89.pdf](http://www.horevaj.com/horevaj/K4_files/K4_89.pdf)
8. Amplituda chybového vektoru. *Amplituda chybového vektoru* [online]. 2013 [cit. 2014-03-29]. Dostupné z: [http://www.horevaj.com/horevaj/K4\\_files/K4\\_90.pdf](http://www.horevaj.com/horevaj/K4_files/K4_90.pdf)
9. Charakterizace širokopásmových signálových generátorů a analyzátorů. *Charakterizace širokopásmových signálových generátorů a analyzátorů*. [online]. 2013 [cit. 2014-03-17]. Dostupné z: [http://web.cvut.cz/ces/mt/prezentace/CES\\_Hudlicka\\_VSAVSG\\_v1.pdf](http://web.cvut.cz/ces/mt/prezentace/CES_Hudlicka_VSAVSG_v1.pdf)
10. R&S SMU200A Vector Signal Generator: The art of signal generation. *R&S SMU200A Vector Signal Generator: The art of signal generation* [online]. 2014 [cit. 2014-03-29]. Dostupné z: [http://www.rohde-schwarz.com/en/product/smu200a-productstartpage\\_63493-7555.html](http://www.rohde-schwarz.com/en/product/smu200a-productstartpage_63493-7555.html)
11. PXI Platform. *PXI Platform* [online]. 2014 [cit. 2014-02-17]. Dostupné z: <http://sine.ni.com/np/app/main/p/ap/global/lang/cs/pg/1/sn/n24:PXI-FSLASH-CompactPCI/>
12. NI USRP. *NI USRP* [online]. 2012 [cit. 2014-02-21]. Dostupné z: <http://www.ni.com/usrp/>



13. NI USRP-29xx Datasheet: Universal Software Radio Peripherals. *NI USRP-29xx Datasheet: Universal Software Radio Peripherals* [online]. 2012 [cit. 2014-01-11]. Dostupné z: <http://sine.ni.com/ds/app/doc/p/id/ds-355/lang/cs>
14. Spektrální analyzátory. *Spektrální analyzátory* [online]. 2010 [cit. 2014-03-29]. Dostupné z: [http://web.spscv.cz/~kaderabek/osciloskopy/spektralni\\_analyzatory.pdf](http://web.spscv.cz/~kaderabek/osciloskopy/spektralni_analyzatory.pdf)
15. Vector signal analyzer. *Vector signal analyzer* [online]. 2014 [cit. 2014-02-25]. Dostupné z: [http://en.wikipedia.org/wiki/Vector\\_signal\\_analyzer](http://en.wikipedia.org/wiki/Vector_signal_analyzer)
16. R&S FSQ Signal Analyzer. *R&S FSQ Signal Analyzer* [online]. 2014 [cit. 2014-03-29]. Dostupné z: [http://www.rohde-schwarz.com/en/product/fsq-productstartpage\\_63493-7994.html](http://www.rohde-schwarz.com/en/product/fsq-productstartpage_63493-7994.html)
17. Real-time spektrální analyzátory. *Real-time spektrální analyzátory* [online]. 2013 [cit. 2014-02-25]. Dostupné z: [http://pandatron.cz/?2679&real-time\\_spektralni\\_analyzatory](http://pandatron.cz/?2679&real-time_spektralni_analyzatory)
18. Softwarové a softwarově definované rádio. *Softwarové a softwarově definované rádio* [online]. 2013 [cit. 2014-01-11]. Dostupné z: [http://www.urel.feec.vutbr.cz/MTRK/?Softwarov%E9%2C\\_kognitivn%ED\\_a\\_kooperativn%ED\\_r%E1dio:Softwarov%E9\\_a\\_softwarov%EC\\_definovan%E9\\_r%E1dio](http://www.urel.feec.vutbr.cz/MTRK/?Softwarov%E9%2C_kognitivn%ED_a_kooperativn%ED_r%E1dio:Softwarov%E9_a_softwarov%EC_definovan%E9_r%E1dio)
19. Kognitivní rádio. *Kognitivní rádio* [online]. 2013 [cit. 2014-04-27]. Dostupné z: [http://www.urel.feec.vutbr.cz/MTRK/?Softwarov%E9%2C\\_kognitivn%ED\\_a\\_kooperativn%ED\\_r%E1dio:Kognitivn%ED\\_r%E1dio](http://www.urel.feec.vutbr.cz/MTRK/?Softwarov%E9%2C_kognitivn%ED_a_kooperativn%ED_r%E1dio:Kognitivn%ED_r%E1dio)

## Seznam obrázků:

Obr. 1: Model ISO OSI [1].....	2
Obr. 2: Závislost šířky pásma na složitosti HW .....	3
Obr. 3: IQ složky signálu [2].....	4
Obr. 4: Konstelační diagram BPSK modulace [2] .....	4
Obr. 5: Signálový prostor pro modulace QPSK [2] .....	5
Obr. 6: Digitální modulace ASK [3] .....	7
Obr. 7: Digitální modulace FSK [3].....	8
Obr. 8: Digitální modulace PSK [3].....	9
Obr. 9: Konstelační diagram pro dvoustavovou BPSK modulaci .....	9
Obr. 10: Konstelační diagram pro QPSK modulaci .....	10
Obr. 11: Konstelační diagram pro 8-PSK modulaci.....	10
Obr. 12: Konstelační diagram pro 16-PSK modulaci.....	11
Obr. 13: Konstelační diagram pro 16-QAM modulaci.....	12
Obr. 14: Konstelační diagram pro 32-QAM modulaci.....	13
Obr. 15: Určení modulační chybovosti (MER) [6][7].....	15
Obr. 16: Určení EVM chyby [9] .....	16
Obr. 17: Zkreslení signálu kvadrurním offsetem (chyba ortogonality) .....	17
Obr. 18: Amplitudové zkreslení I a Q složek signálu .....	17
Obr. 19: Pohled na signálový generátor Rohde & Schwarz SMU200A [10].....	18
Obr. 20: Pohled na NI PXI s vloženými moduly [11].....	20
Obr. 21: Pohled na 18 - ti místnou PXI skříň zepředu a zezadu [11].....	20
Obr. 22: Vestavěný kontrolér NI PXIe-8115 [11].....	21
Obr. 23: Vzdálený kontrolér [11].....	21
Obr. 24: Pohled na NI USRP 29xx [12].....	22
Obr. 25: Čelní pohled na USRP zařízení.....	24
Obr. 26: Blokové schéma USRP 29xx zařízení [13].....	24
Obr. 27: Nastavení IP adresy pro připojení PC k USRP zařízení.....	25
Obr. 28: Ukázka knihovny Modulation Toolkit v NI LabVIEW .....	26
Obr. 29: Blokové schéma spektrálního analyzátoru.....	29
Obr. 30: Blokové schéma vektor-signálového analyzátoru [15] .....	30
Obr. 31: Pohled na FSQ signálový analyzátor Rohde&Schwarz [16] .....	31
Obr. 32: Ideální softwarové rádio [18].....	33
Obr. 33: Softwarově definované rádio [18].....	34
Obr. 34: Návrh systému pro generování digitálně modulovaných signálů .....	35
Obr. 35: Bloky pro inicializaci, synchronizaci a nastavení vysílacích parametrů USRP zařízení .....	36
Obr. 36: Bloky pro generování datového streamu.....	36

Obr. 37: Bloky pro modulaci a nastavení jejích parametrů.....	37
Obr. 38: bloky pro znehodnocení generovaného signálu .....	38
Obr. 39: Návrh systému pro analýzu digitálně modulovaných signálů.....	39
Obr. 40: Blokový diagram pro inicializaci a nastavení přijímajících parametrů.....	40
Obr. 41: Blok pro generování datového streamu pro synchronizaci a výpočet chybovosti .....	41
Obr. 42: Bloky pro demodulaci přijatého signálu a jeho zobrazení .....	42
Obr. 43: Blokový diagram pro výpočet chybovosti BER.....	42
Obr. 44: blok pro výpočet chyb z demodulovaného signálu .....	43
Obr. 45: Konstelační diagram 16-QAM při odstupu signálu od šumu 22dB .....	44
Obr. 46: Systém pro automatické měření chyb digitálně modulovaných signálů .....	44
Obr. 47: Ovládací panel jednoduchého kognitivního rádia.....	46
Obr. 48: Schéma nastavení pro kognitivní rádio .....	47
Obr. 49: Pohled na měřicí soustavu.....	48
Obr. 50: Porovnání M-PSK modulací podle bitové chybovosti bez tvarovacího filtru.....	49
Obr. 51: Porovnání M-PSK modulací podle bitové chybovosti s filtrem Raised Cosine.....	49
Obr. 52: Porovnání M-PSK modulací podle bitové chybovosti s filtrem Root Raised Cosine.....	50
Obr. 53: Porovnání M-PSK modulací podle modulační chybovosti bez tvarovacího filtru.....	50
Obr. 54: Porovnání M-PSK modulací podle modulační chybovosti s filtrem Raised Cosine.....	51
Obr. 55: Porovnání M-PSK modulací podle modulační chybovosti s filtrem Root Raised Cosine .....	51
Obr. 56: Porovnání M-PSK modulací podle EVM bez tvarovacího filtru .....	52
Obr. 57: Porovnání M-PSK modulací podle EVM s filtrem Raised Cosine .....	52
Obr. 58: Porovnání M-PSK modulací podle EVM s filtrem Root Raised Cosine .....	53
Obr. 59: Porovnání modulací M-QAM podle bitové chybovosti bez tvarovacího filtru.....	54
Obr. 60: Porovnání modulací M-QAM podle bitové chybovosti s filtrem Raised Cosine.....	54
Obr. 61: Porovnání modulací M-QAM podle bitové chybovosti s filtrem Root Raised Cosine.....	55
Obr. 62: Srovnání M-QAM modulací podle modulační chybovosti bez tvarovacího filtru.....	55
Obr. 63: Srovnání M-QAM modulací podle modulační chybovosti s filtrem Raised Cosine.....	56
Obr. 64: Srovnání M-QAM modulací podle modulační chybovosti s filtrem Root Raised Cosine .....	56
Obr. 65: Srovnání M-QAM modulací podle velikosti chyby vektoru s bez filtru.....	57
Obr. 66: Srovnání M-QAM modulací podle velikosti chyby vektoru s filtrem Raised Cosine .....	57
Obr. 67: Srovnání M-QAM modulací podle velikosti chyby vektoru s filtrem Root Raised Cosine....	58
Obr. 68: Ukázka zkosení konstelačního diagramu Q-PSK.....	58
Obr. 69: Ukázka zkosení konstelačního diagramu 16-QAM .....	59
Obr. 70: Graf bitové chybovosti při různém zkosení konstelačního diagramu .....	59
Obr. 71: Graf modulační chybovosti při různém zkosení konstelačního diagramu .....	60
Obr. 72: Graf chyby vektoru při různém zkosení konstelačního diagramu.....	60
Obr. 73: Vliv nerovnováhy zisku I a Q složek na Q-PSK modulaci .....	61

Obr. 74: Vliv nerovnováhy zisku na bitovou chybovost .....	61
Obr. 75: Vliv nerovnováhy zisku na modulační chybovost .....	62
Obr. 76: Vliv nerovnováhy zisku na velikost chyby vektoru .....	62

#### Seznam tabulek:

Tab. 1: Počty bitů na jeden stav u M-PSK modulací .....	11
Tab. 2: Srovnání jednotlivých typů QAM modulací [4] .....	13
Tab. 3: Srovnání USRP zařízení podle frekvenčního rozsahu [13].....	23
Tab. 4: Podrobná technická specifikace pro vysílací větev USRP zařízení [13].....	26
Tab. 5: Podrobná technická specifikace pro přijímací větev USRP zařízení [13].....	27
Tab. 6: Některé technické parametry R&S FSQ analyzátorů [16] .....	31
Tab. 7: Rozdělení MER do jednotlivých intervalů.....	45